



**Universidade de Aveiro**  
**2007**

Departamento de Electrónica, Telecomunicações  
e Informática

**Vitor Alves Martins da Silva** **Emissor Óptico em Banda Lateral Única para Elevados Ritmos de Transmissão**



**Universidade de Aveiro**  
**2007**

Departamento de Electrónica, Telecomunicações  
e Informática

**Vitor Alves Martins da Silva**   **Emissor Óptico em Banda Lateral Única para Elevados Ritmos de Transmissão**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Informática, realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

## **O júri**

Presidente

Prof. Doutor José Rodrigues Ferreira da Rocha  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Adolfo Visitação Tregreira Cartaxo  
Professor Associado da Universidade Técnica de Lisboa

Prof. Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro  
Professor Associado da Universidade de Aveiro

## **Agradecimentos**

Foram várias as contribuições para a realização do trabalho apresentado nesta dissertação. Sem menosprezar nenhuma das contribuições, vou referir apenas aquelas que foram fundamentais.

Desde logo, quero expressar o meu profundo agradecimento ao Professor Doutor Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro que propôs e orientou esta dissertação de Mestrado. Agradeço, também, o seu apoio na revisão dos vários capítulos desta dissertação, cuja contribuição melhorou a sua composição.

Um agradecimento especial ao Mestre Daniel Fonseca por toda a colaboração exercida no desenvolvimento de grande parte do trabalho apresentado nesta dissertação.

Agradeço, também, à Universidade de Aveiro onde foi planificada esta dissertação, à Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> pela disponibilização do laboratório e, respectivos, dispositivos de teste, e à Agência de Inovação (ADI) pelo financiamento parcial do projecto “OPTRONET – OPTimized Transponders for Robust Optical NETworks”, onde este trabalho se insere.

Finalmente, um agradecimento sentido a todos os familiares e amigos que sempre me apoiaram e encorajaram para o sucesso deste trabalho.

## Resumo

O trabalho descrito nesta dissertação está relacionado com a selecção, especificação e optimização por simulação de um emissor em SSB, procurando soluções através do desenho de circuitos electrónicos de alta velocidade. É apresentada uma nova implementação de um transmissor de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB. O transmissor usa uma aproximação do filtro de quadratura ideal com elevada capacidade de integração, que pode ser implementada recorrendo a um inversor de sinal, a um atraso variável e a um amplificador diferencial.

É proposto um amplificador diferencial desenhado na forma monolítica integrada, cujo desempenho enquanto aproximação do filtro de quadratura é simulado num sistema óptico a 10 Gbit/s. A característica deste circuito será depois estendida para um sistema óptico a 40 Gbit/s, de forma a analisar o seu desempenho.

Nesta dissertação, também, será dado relevo a resultados experimentais relativos à escolha de configurações que possibilitem a concepção de um gerador eléctrico de sinais AMI. Nesta situação, serão considerados os componentes disponibilizados pela Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> e as suas limitações em frequência. A projecção dos protótipos terão como perspectiva a transmissão de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB. O protótipo final será testado num sistema de teste para que o seu desempenho seja validado.

**Palavras-chave:** Transmissor óptico, banda lateral única, código bipolar, transformada de Hilbert, aproximação do filtro de quadratura, amplificador diferencial, circuito integrado em tecnologia monolítica de microondas.

## Abstract

The described work in this report is related with the selection, specification and optimization by simulation of an OSSB transmitter, looking for solutions through the drawing of high speed electronic circuits. A new transmitter implementation for alternate-mark-inversion single-sideband signals is presented. The transmitter uses an approximation of the ideal quadrature filter with high integration capability. The proposed quadrature filter approximation is based on a derivative approach and is implemented by a signal inverter, a phase delay and a differential amplifier.

A differential amplifier drawn in the monolithic integrated form is considered, whose performance while quadrature filter approach is simulated in an optical system at 10 Gbit/s. The characteristic of this circuit will be molded for an optical system at 40 Gbit/s to analyze its performance.

In this report, also, it will be given relief to the experimental results of the configurations that make possible the conception of an AMI electrical signals generator. In this situation, the components provided by Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> will be considered, and its frequency limitations. The prototypes projection will have as objective the transmission of optical signals AMI-NRZ/RZ SSB. The final prototype will be tested in a test system and its performance studied.

**Key-words:** Optical transmitter, single sideband, alternate mark inversion, Hilbert transform, quadrature filter approximation, differential amplifier, monolithic microwave integrated circuit.

## Índice

1. Introdução à Transmissão Óptica em Banda Lateral Única	9
1.1. Contexto histórico	9
1.2. Motivação	10
1.3. Objectivos da tese	14
1.4. Estrutura da tese	15
1.5. Principais contribuições	16
Referências	18
2. Desenvolvimento de um Transmissor Óptico em Banda Lateral Única para Sinais Eléctricos com Codificação Bipolar	19
2.1. Especificação do transmissor	20
2.1.1. Aproximação do filtro de quadratura	21
2.1.2. Modulador óptico de banda lateral única	24
2.2. Amplificador diferencial recorrendo à tecnologia D01PH (PHEMT)	27
2.2.1. Amplificador Diferencial Cherry-Hooper Modificado	28
2.2.2. Bloco de isolamento	31
2.2.3. Bloco de adaptação	32
2.2.4. Realização da Máscara	34
2.2.4.1. Apresentação de resultados	38
2.2.5. Conclusões	44
Referências	45
3. Estudo por Simulação do Desempenho do Transmissor Óptico em Banda Lateral Única	47
3.1. Modulação óptica em banda lateral única	48
3.1.1. Configuração do sistema	48
3.1.2. Apresentação de resultados a 10 Gbit/s	51
3.1.3. Apresentação de resultados a 40 Gbit/s	58
3.2. Conclusões	60

Referências	62
4. Concepção de um Gerador de Sinais AMI-NRZ/RZ	63
4.1. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ	64
4.1.1. Codificador diferencial	65
4.1.2. Gerador de três níveis	67
4.1.3. Modulador óptico	69
4.2. Modelo eléctrico simplificado para gerar sinais AMI-NRZ/RZ	73
4.3. Gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ em banda lateral única	76
4.4. Conclusões	80
Referências	82
5. Implementação de um Transmissor Óptico de Sinais AMI-NRZ/RZ de Elevado Débito	83
5.1. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ (10 Gbit/s)	84
5.1.1. Caracterização do codificador diferencial	84
5.1.2. Gerador de três níveis	88
5.1.3. Transmissão óptica em banda lateral única de sinais AMI-NRZ/RZ	98
5.2. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ (40 Gbit/s)	105
5.2.1. Caracterização do codificador diferencial	105
5.2.2. Gerador de três níveis	109
5.2.3. Gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ	115
5.3. Conclusões	118
Referências	120
6. Conclusões Finais e Perspectivas de Trabalho Futuro	121
6.1. Conclusões Finais	121
6.2. Perspectivas de Trabalho Futuro	124
Referências	125
Apêndice	127
Referências	132
Glossário de Acrónimos	133



# Capítulo 1

## Introdução à Transmissão Óptica em Banda Lateral Única

### 1.1. Contexto histórico

O uso de luz para transmissão de informação a longa distância é utilizado desde os primórdios da humanidade. Muitas das antigas civilizações para comunicar à distância recorria a espelhos, fogueiras e sinais de fumo. Esta ideia de comunicação à distância com o recurso à luz como portadora foi usada ao longo dos tempos, com um crescente melhoramento ao nível da sofisticação.

Na segunda metade do século XX, as comunicações ópticas tiveram um grande impulso com o advento dos lasers, no qual a luz começou a ser vista como uma radiação coerente com largura espectral reduzida. Além disso, o aparecimento das fibras ópticas permitiu a sua transmissão. No início, os sistemas ópticos utilizavam um elevado número de repetidores com regeneração electrónica, para combater as perdas do canal de transmissão. No entanto, além de apresentarem uma grande complexidade e elevado custo devido ao uso intensivo de detectores ópticos, fontes ópticas e circuitos electrónicos de processamento do sinal, têm como principal desvantagem o facto de não permitirem o

aumento da taxa de transmissão por canal ou o aumento do número de canais. No final da década de 80, com o surgimento dos primeiros amplificadores ópticos, simplificou-se de forma significativa os sistemas de transmissão por fibra óptica a longa distância.

Os amplificadores ópticos são fáceis de construir produzindo uma amplificação óptica quase transparente ao ritmo de transmissão e ao tipo de modulação utilizada. Em particular, os amplificadores de fibra dopada com Érbio (EDFA: *Erbium Doped Fiber Amplifier*), que actuam na gama dos 1550 nm, em que a atenuação produzida numa fibra óptica monomodo (SMF: *Single Mode Fiber*) normal é mínima, fizeram aumentar de forma muito significativa o desempenho dos sistemas de comunicações ópticas. Apesar de se conseguir solucionar a atenuação com a inserção de amplificadores em fibras ópticas, os efeitos da dispersão tornam-se agora o maior obstáculo à transmissão de informação em fibras ópticas a longas distâncias. É necessário encontrar formas de compensar os efeitos da dispersão, e que sejam realizadas nos equipamentos terminais. Portanto, terão de se desenvolver sistemas de transmissão de dados por fibra óptica capazes de lidar com os principais obstáculos existentes, encontrando adequadas estratégias para o processamento dos sinais eléctricos antes da modulação óptica. Além disso, os sistemas de recepção terão de ser projectados de forma a processar de uma forma eficiente o sinal recebido, amplificando-o, reduzindo o seu ruído e formatando-o, no sentido de recuperar a mensagem original, no domínio eléctrico, com um erro tão pequeno quanto possível.

## 1.2. Motivação

Como já foi referido, as perdas de potência do sinal na fibra são um dos factores mais limitativos no desempenho dos sistemas de telecomunicações ópticos, que foram ultrapassadas com o advento dos amplificadores ópticos e com a adopção da transmissão no comprimento de onda dos 1550nm. O grande entrave às comunicações por fibras ópticas utilizando fibras padrão de modo único (SSMF: *Standard Single Mode Fiber*) é a dispersão cromática. Este tipo de fibras é largamente utilizado nas redes de telecomunicações actuais pelo que se torna necessário ultrapassar as limitações impostas pela dispersão sem recorrer à substituição da própria fibra.

A dispersão cromática caracteriza-se pelo alargamento dos impulsos à medida que estes se propagam ao longo da fibra, o que origina interferência entre símbolos e erros na detecção dos bits transmitidos. Este alargamento temporal é devido às diferentes velocidades de propagação das componentes espectrais do sinal transmitido e é proporcional à largura espectral do sinal de acordo com a expressão [1]

$$\Delta T = D \cdot L \cdot \Delta \lambda \quad (1.1)$$

onde,  $L$  é o comprimento da fibra,  $D$  é o parâmetro da dispersão e  $\Delta \lambda$  é a diferença de comprimentos de onda.

O filtro ideal para gerar a compensação eléctrica de dispersão possui uma função de transferência inversa relativamente à função transferência da dispersão na fibra. Considerando que a fibra óptica está a operar numa região linear, a sua função de transferência é aproximadamente dada por [2]

$$H(f) = e^{\left( \frac{-j \cdot \pi \cdot D \cdot L \cdot \lambda^2 \cdot f^2}{c} \right)} \quad (1.2)$$

onde,  $D$  é o parâmetro da dispersão,  $L$  é o comprimento da fibra,  $\lambda$  o comprimento de onda da radiação e  $c$  a velocidade da luz.

Uma das abordagens mais promissoras no combate à dispersão cromática é a modulação óptica em banda lateral única (OSSB: *Optical SingleSide Band*)<sup>1</sup> [3, 4].

A banda superior e a banda inferior do espectro dum sistema que envia as duas bandas (AM ou DSB: *Amplitude Modulation or Double SideBand*) são simétricas e, por isso, qualquer delas contém toda a informação da mensagem. Assim, teoricamente pode-se reduzir a largura espectral do sinal em metade transmitindo apenas uma das bandas: transmissão em banda lateral única (SSB: *Single SideBand*).

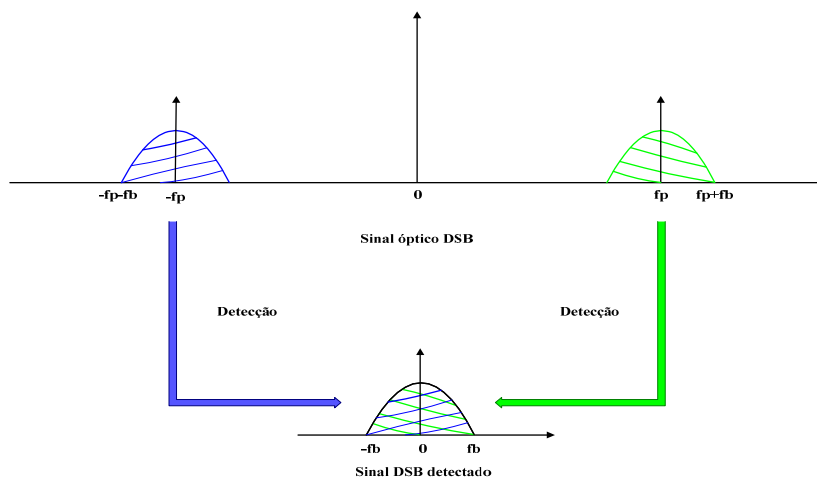
Como a largura espectral do sinal a enviar é menor num sistema SSB face a um sistema DSB, a dispersão da velocidade de grupo irá diminuir. Também se pode reduzir o

---

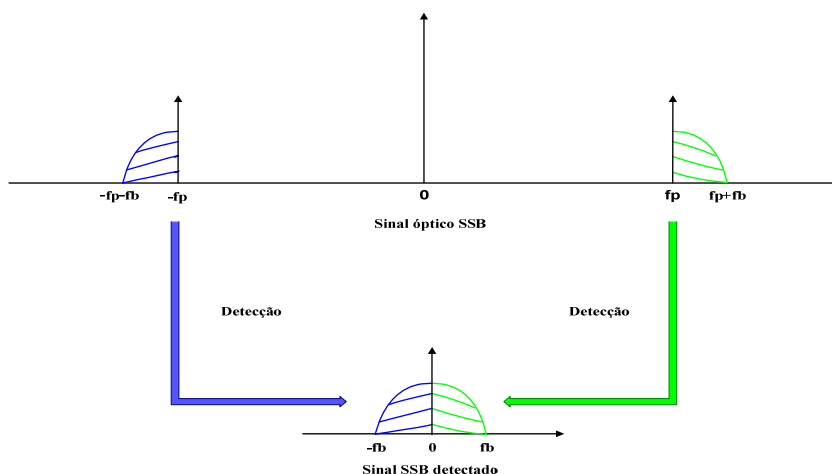
<sup>1</sup> Outras modulações ópticas espectralmente eficientes têm vindo a ser propostas para aumentar a tolerância dos sinais ópticos à dispersão cromática (Duobinário [5], optical differential quadrature phase-shift keying (ODQPSK) [6]). No entanto, nesta dissertação será dado especial relevo à modulação OSSB.

espaçamento entre os diversos canais de um sistema multicanal de multiplexagem no comprimento de onda (WDM: *Wavelength Division Multiplexing*).

A grande vantagem de transmitir em SSB em relação às restantes modulações espectralmente eficientes é manutenção da informação de fase após detecção auto-homodina, o que permite a compensação da dispersão cromática usando igualação no domínio eléctrico, ao passo que a igualação do sinal DSB apenas é possível utilizando detecção heterodina. As duas figuras seguintes ilustram como um sinal modulado DSB e um sinal modulado SSB reagem a uma detecção auto-homodina, em que  $f_p$  representa a frequência da portadora e  $f_b$  representa a largura de banda requerida para a transmissão de dados.



**Figura 1: Detecção auto-homodina de um sinal óptico DSB.**



**Figura 2: Detecção auto-homodina de um sinal óptico SSB.**

O que se pode inferir no comportamento dos sinais DSB, quando se faz a detecção auto-homodina, será a sobreposição das bandas positiva e negativa, e consequente alteração da informação de fase do sinal eléctrico. Portanto, a função transferência do igualador deixará de reflectir (1.2), pelo que deixa de ser possível realizar a igualação no domínio eléctrico e, logo, compensar a dispersão cromática.

A detecção auto-homodina de sinais SSB, preserva a informação de fase, pelo que se torna possível realizar a compensação eléctrica de dispersão (EDC: *Electrical Dispersion Compensation*). A EDC pode ser, facilmente, realizada recorrendo a uma linha eléctrica dispersiva [3] ou a filtros eléctricos transversais [7], reduzindo os custos e a complexidade do processo de compensação. A função transferência destes dispositivos deve se aproximar o mais possível da função de transferência inversa da fibra, de forma a minimizar a degradação da qualidade do sistema<sup>2</sup>:

$$G(f) = e^{\left(\frac{j \cdot \pi \cdot D \cdot L \cdot \lambda^2 \cdot f^2}{c}\right)} \quad (1.3)$$

para que  $H(f) \cdot G(f) = 1$ .

Assim, um dos aspectos fundamentais que se coloca, será como gerar sinais OSSB. Diferentes métodos têm vindo a ser propostos em literatura para implementar transmissores OSSB [8]. Nos principais transmissores que são propostos é requerida a transformada de Hilbert (HT: *Hilbert Transform*) do sinal eléctrico de informação, obtida através de um filtro de quadratura (QF: *Quadrature Filter*). No entanto, as convencionais implementações do QF, tais como os acopladores híbridos [9], não são de fácil realização na forma monolítica integrada devido a limitações de implementação e, como consequência, o seu uso é pouco atractivo. Assim, um dos aspectos interessantes a considerar será a implementação de um QF em tecnologia monolítica de microondas.

Outras possíveis implementações para transmissão OSSB baseiam-se em filtragem óptica, sobretudo quando, se utilizam sinais com reduzidas componentes espectrais a baixas frequências. O sinal com codificação bipolar (AMI: *Alternate Mark*

<sup>2</sup> Nesta circunstância está-se a considerar que a função de transferência do emissor e do receptor não degradam o sinal.

*Inversion*) é um dos sinais que reúne tal característica. A elevada robustez deste sinal à dispersão cromática, torna-o o objecto de estudo fundamental desta Tese.

Configurações para a implementação de um gerador de sinais com codificação AMI têm vindo a ser propostas [10]. No entanto, elas carecem de realização experimental. Desta forma, um dos aspectos essenciais a considerar será a optimização dos dispositivos que implementam esse gerador. Além disso, será, também, conveniente encontrar realizações alternativas para implementar esse gerador.

### **1.3. Objectivos da tese**

Em linha com as considerações da secção anterior, a dissertação tem como objectivo global a selecção, especificação e optimização por simulação de um emissor em SSB e, além disso, o desenho de circuitos electrónicos de alta velocidade usando ferramentas de simulação e de síntese adequadas, de forma a processar devidamente os sinais eléctricos que controlam esse emissor.

Para se atingir esse objectivo global, será necessário encontrar um modelo de um transmissor OSSB que seja realizável e, além disso, desenvolver circuitos electrónicos na forma monolítica integrada que o sustentem. Um dos sinais necessários gerar num transmissor OSSB é a HT da réplica do sinal de informação [4] que é obtida através de um QF. Um dos objectivos desta dissertação consiste no desenho e optimização de uma implementação na forma monolítica integrada para o QF.

Encontrada a estrutura capaz de implementar um transmissor OSSB, será necessário optimizá-lo por simulação, e encontrar um sistema que o teste convenientemente. O desempenho deste novo modelo deverá ser comparado com as implementações comerciais do QF que já existem, tais como, acopladores híbridos.

O sistema de teste deverá ter como base um formato de sinalização que seja apropriado para a transmissão em SSB. O formato de sinalização escolhido é um AMI, por possuir reduzidas componentes espectrais a baixas frequências, ausência de portadora no seu espectro e elevada robustez à dispersão cromática. Estes sinais devem ser gerados apropriadamente e devem possuir as características desejadas para a sua transmissão. Assim, deve ser realizado

um estudo por simulação que permita aferir quais os sinais AMI que permitem melhor desempenho por parte do sistema a considerar.

Deverá ser dado especial relevo à escolha de configurações que possibilitem a concepção de um gerador de sinais AMI a partir de sinais binários não retorno a zero (NRZ: *Non Return to Zero*). Devem ser especificados os módulos necessários à sua realização, tendo em consideração as suas características eléctricas. Os protótipos projectados devem ser caracterizados a nível eléctrico. O protótipo final terá de ser testado num sistema de teste, de forma a estudar o seu desempenho.

#### 1.4. Estrutura da tese

Esta dissertação está dividida em 6 capítulos que abordam diversos temas relacionados com a transmissão de dados a 10 Gbit/s e 40 Gbit/s por fibra óptica em ligações de médio e longo alcance utilizando a transmissão OSSB.

Neste primeiro capítulo, para além da descrição do contexto em que se insere a dissertação e os seus principais objectivos, é apresentada a estrutura da mesma, bem como as suas principais contribuições.

No segundo capítulo, é descrita a estrutura do transmissor OSSB, dando especial relevo a uma configuração com elevada capacidade de integração monolítica que permite obter uma boa aproximação do QF ideal. É apresentado o protótipo de um amplificador diferencial (DA: *Differential Amplifier*)<sup>3</sup> que permite implementar a aproximação do QF (QFA: *Quadrature Filter Approximation*), e os seus resultados tendo em conta as restrições de implementação.

O sistema de teste utilizado para aferir da eficiência do transmissor OSSB é apresentado no terceiro capítulo. Para tal, é utilizado o código de linha AMI cujo formato elementar é um co-seno elevado no tempo (AMI-RC). O desempenho obtido pela QFA com este tipo de sinalização será devidamente comparado com convencionais implementações do QF, tais como, acopladores híbridos.

---

<sup>3</sup> Bloco principal da QFA

No quarto capítulo, é apresentada uma estrutura capaz de gerar sinais eléctricos com codificação AMI cujo formato elementar é um não retorno a zero ou um retorno a zero (AMI-NRZ/RZ: *Alternate Mark Inversion - Non Return to Zero / Return to Zero*) a partir de sinais binários com a formatação NRZ, tendo por base a solução proposta por F. Afonso e N. Farinha [10]. É, também, apresentado um modelo alternativo para gerar sinais AMI-NRZ/RZ, que surge da simplificação da estrutura apresentada em [10], tendo por base o uso de sequências pseudo-aleatórias. Além disso, é mostrado um modelo óptico para a geração de sinais AMI-NRZ/RZ.

No quinto capítulo, é mostrada a implementação de um conversor eléctrico para gerar sinais AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ. São apresentados alguns modelos alternativos, de forma a minimizar o impacto que uma realização prática acarreta e a modela-la aos recursos existentes. Cada protótipo é caracterizado electricamente, de forma a determinar a melhor solução. Além disso, é implementado um sistema *back-to-back* para testar o desempenho da melhor alternativa existente para 10 Gbit/s.

Finalmente, no sexto capítulo apresentam-se as conclusões finais do trabalho e algumas sugestões perspectivando uma investigação futura.

### 1.5. Principais contribuições

Na opinião do autor, as principais contribuições do trabalho descrito nesta dissertação, são:

- ❖ Estudo relativo à implementação de um transmissor OSSB, no qual a sua HT é obtida através de uma QFA, descrito no capítulo 2 e incluído no artigo [11];
- ❖ Desenho e optimização de um DA baseado na configuração Cherry-Hooper modificada (MCHC: *Modified Cherry-Hooper Configuration*), capaz de implementar a QFA num circuito integrado na forma monolítica, descrito no capítulo 2 e incluído no artigo [11];
- ❖ Estudo a nível de simulação das potencialidades da QFA relativamente a convencionais implementações do QF, para um sistema optimizado de acordo com o formato de sinalização a transmitir, descrito no capítulo 3;
- ❖ Estudo de protótipos para implementar conversores de sinais AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ, descrito no capítulo 4;



- ❖ Estudo experimental de protótipos de geradores de sinais AMI-NRZ/RZ, realizado nos laboratórios da Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.®, descrito no capítulo 5;
- ❖ Conhecimento na área de implementação de transmissores ópticos da próxima geração otimizados para sistemas de elevado débito binário (10 Gbit/s e 40Gbit/s).

**Referências:**

- [1] Govind P. Agrawal, “*Fiber-Optic Communication Systems*”, John Wiley & Sons, 3<sup>rd</sup> Edition, 2002.
- [2] T. Silveira, A. Ferreira, P. Monteiro, M. Violas, R. Ribeiro, F. Rocha, “*Electrical Dispersion Compensation at 10Gb/s Optical Single Sideband Transmission Systems*”, Proceedings LEOS 2004, pp. 759-760, November 2004.
- [3] M. Sieben, J. Conradi, and D. Dodds, “*Optical Single Sideband Transmission at 10Gb/s using Only Electrical Dispersion Compensation*”, IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 17, No. 10, pp. 1742-1749, October 1999.
- [4] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, “*Optical single-sideband transmitter for various electrical signaling formats*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 24, No. 5, pp. 2059-2069, May 2006.
- [5] K. Yonenaga, and S. Kuwano, “*Dispersion-tolerant optical transmission system using duobinary transmitter and binary receiver*”, IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, vol. 15, No. 8, pp. 1530–1537, August 1997.
- [6] R. Griffin, and A. Carter, “*Optical differential quadrature phase-shift key (ODQPSK) for high capacity optical transmission*”, in *Proc. OFC*, Anaheim, CA, pp. 367–368, 2002.
- [7] M. A. M. Madureira, D. Fonseca, A. V. T. Cartaxo, R. L. Aguiar, P. M. P. Monteiro, “*Adjustable Electrical Dispersion Compensation in a 40 Gb/s Optical Single Sideband System*”, accept for publication Photonics Technology Letters.
- [8] S. Hahn, “*Hilbert transforms in signal processing*”, Artech House Publisher, Boston, 1996.
- [9] R. Sousa, C. Sousa, M. Violas, and P. Monteiro, “*3-37 GHz Multilayer Multisection 3 dB 90° Hybrid Coupler*”, Conftele 2005.
- [10] F. Afonso, and N. Farinha, “*Formatação de sinalização aplicada a emissores ópticos de alto débito para banda lateral única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.
- [11] V. Silva, L. Amaral, P. Monteiro, A. Ferreira, T. Silveira, M. Madureira, R. Ribeiro, and D. Fonseca, “*Optical Single-Sideband Transmitter for High Capacity Systems*”, Conftele 2007, Peniche, May 2007.

# Capítulo 2

## **Desenvolvimento de um Transmissor Óptico em Banda Lateral Única para Sinais Eléctricos com Codificação Bipolar**

Diferentes métodos têm vindo a ser propostos em literatura para implementar transmissores ópticos SSB [1]. A maioria desses transmissores requer a utilização da HT do sinal eléctrico de informação, sendo obtida usando um QF. No entanto, para sinais de informação com elevada largura de banda, tal filtro deve ser de elevada largura de banda. Convencionais implementações do QF, tais como acopladores híbridos [2], não são facilmente realizáveis na forma monolítica integrada devido às limitações de construção e, consequentemente, o seu uso é pouco atractivo.

Neste capítulo, será apresentada uma configuração de reduzida dimensão que permite obter uma boa aproximação do QF ideal. A QFA é uma estrutura otimizada para formatos de modulação com reduzidas componentes espectrais a baixas frequências, tais como a codificação AMI. A QFA é implementada recorrendo a um inversor de sinal, a um atraso

variável e a um DA com ganho unitário. O protótipo que é proposto para o DA é baseado na MCHC que possibilita a obtenção de elevada largura de banda [3, 4].

Este capítulo segue a seguinte estrutura. A secção 4.1. apresenta a descrição do transmissor óptico SSB com especial atenção para a implementação da proposta QFA para sinais com reduzidas componentes espectrais a baixas frequências. A sessão 4.2. apresenta a elaboração do DA baseado na MCHC, e os seus resultados a nível de implementação.

## 2.1. Especificação do transmissor

O transmissor óptico SSB proposto é mostrado na Figura 3 e, é formado por um laser a emitir em contínuo (CW: *Continuous Wave*) e por uma estrutura óptica idêntica à que é apresentada em [5]. Tal estrutura é constituída por um modulador Mach-Zenhder (MZM: *Mach-Zehnder Modulator*) com um MZM em cada braço (MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>). O MZM<sub>1</sub> é utilizado para obter um sinal óptico modulado com o sinal de informação,  $m(t)$ , enquanto que o MZM<sub>2</sub> é usado para obter um sinal óptico modulado com a HT da réplica do sinal de informação. Além disso, o modulador OSSB possui um controlo de fase,  $D_3$ , para controlar o desvio de fase entre os sinais ópticos provenientes dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>. A tensão responsável por controlar essa fase deve garantir um desvio de fase de  $\pm\pi/2$  entre os campos de saída dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>. Após esse alinhamento, os campos são combinados através de um Y-coupler, o que originará um sinal OSSB,  $y(t)$ , que pode ser escrito por:

$$y(t) = m_1(t) \pm j \cdot m_2(t) \quad (2.1)$$

onde,  $m_1(t)$  é o sinal óptico proveniente do MZM<sub>1</sub>,  $m_2(t)$  é o sinal óptico proveniente do MZM<sub>2</sub> e o operador  $\pm$  determina a banda lateral a ser suprimida. Se o operador for positivo (negativo) a banda a suprimir será a banda inferior (superior).

Para modular sinais AMI, um atraso variável,  $T$ , é usado para obter a sincronização entre o sinal de informação e a HT da sua réplica, à estrada da estrutura óptica (ver a Figura 3)<sup>4</sup>. Este atraso deve ser igual a metade do atraso variável,  $T_d$ ,

<sup>4</sup> Aplicar um atraso variável  $T$  no sinal de informação é equivalente à inserção de um avanço de igual valor na saída da QFA, que seja capaz de compensar o seu atraso.

utilizado na QFA, se forem considerados um inversor de sinal ideal e um DA ideal (ver a Figura 4). Além disso, são introduzidos dois amplificadores eléctricos (um em cada braço do modulador OSSB) com ganhos  $G_1$  e  $G_2$ , para garantir a correcta excursão de tensão à entrada do modulador óptico. Aos sinais eléctricos AC responsáveis por controlar o modulador OSSB ( $d_1(t)$  e  $d_2(t)$ ), são adicionadas tensões DC ( $D_1$  e  $D_2$ ) usadas para o polarizar devidamente (ver a Figura 3).

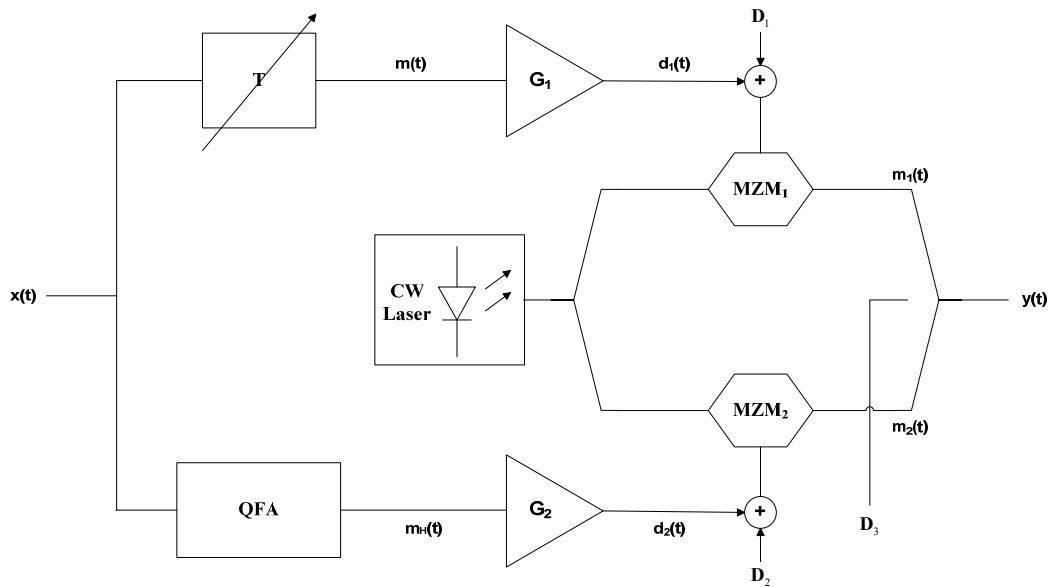


Figura 3: Transmissor óptico SSB.

### 2.1.1. Aproximação do filtro de quadratura

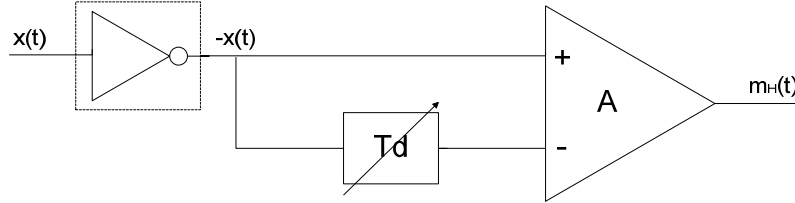
Para gerar um sinal OSSB usando o transmissor óptico SSB que é proposto na Figura 3, é necessário recorrer a um QF para obter a HT do sinal de informação. A função de transferência ( $H(f)$ ) de um QF ideal pode ser dada por

$$H(f) = -j \cdot \text{sgn}(f) \quad (2.2)$$

onde, a frequência é representada por  $f$  e  $\text{sgn}(\cdot)$  indica o sinal da função.

A implementação da QFA é baseada na aproximação diferencial que resulta numa simples implementação do QF [6]. Esta estrutura é optimizada para sinais que possuam reduzidas componentes espectrais de energia a baixas frequências, tais como o AMI. No entanto, a QFA apresenta bons resultados para sinais com componentes energéticas

consideráveis nessas frequências [7]. Genericamente, a implementação da QFA é constituída por um inversor de sinal, um DA com ganho,  $A$ , e um atraso variável,  $T_d$ . (ver a Figura 4).



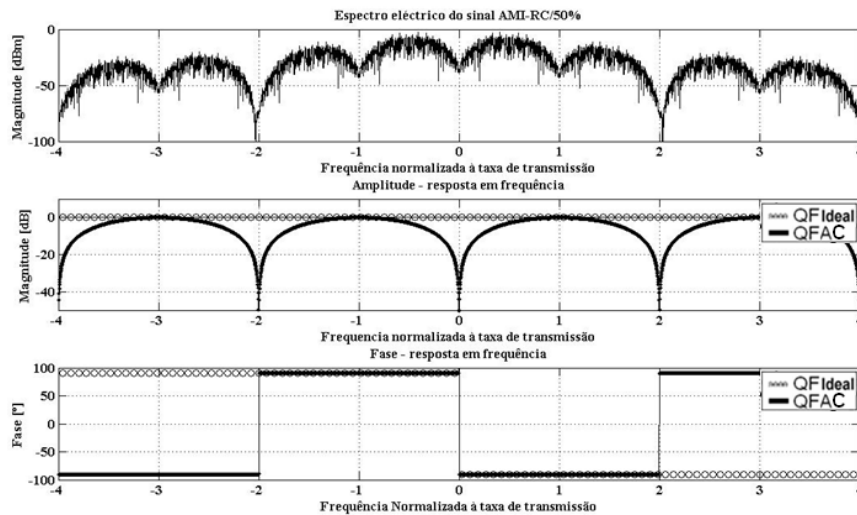
**Figura 4: Diagrama de blocos da estrutura que permite gerar a QFA.**

A função de transferência que representa a QFA pode ser dada pela seguinte expressão:

$$H_{\text{aprox\_quad}}(\omega) = \left[ -1 - (-1 \cdot e^{-j\omega \cdot T_d}) \right] \cdot A \cdot H_{\text{FPBX}}(\omega) \quad (2.3)$$

onde,  $\omega$  é a frequência angular. O primeiro termo da expressão,  $[-1 - (-1 \cdot e^{-j\omega \cdot T_d})] \cdot A$ , refere-se à amplificação diferencial com ganho  $A$  entre o sinal de informação complementar e a sua réplica atrasada por  $T_d$ . O segundo termo da expressão,  $H_{\text{FPBX}}$ , é a função transferência usada para simular as limitações em frequência da QFA.

Os sinais que serão utilizados nas simulações do Capítulo 3 são sinais AMI-RC. Estes sinais apresentam um espectro eléctrico de grande similaridade com a QFA compensada (QFAC: *Compensated Quadrature Filter Approximation*) (ver a Figura 5).



**Figura 5: Densidade espectral de potência de um sinal AMI-RC com 50% de FWHM (AMI-RC/50%) e a resposta em frequência da amplitude de um QF ideal e de uma QFAC ( $T_d=50\text{ps}$ ).**

O espectro de um sinal AMI apresenta nulos em múltiplos valores de taxa de transmissão (incluindo a frequência respeitante à componente DC). Se for considerado um sinal RC com uma largura a meia altura (FWHM: *Full-Width at Half-Maximum*) de 50% como formato elementar para uma codificação AMI (AMI-RC/50%), verifica-se que o seu espectro apresenta uma envolvente melhor definida para nulos múltiplos de  $2 \times \text{BitRate}$  (ver a Figura 5).

A resposta em frequência da fase de uma QFAC<sup>5</sup> é idêntica à resposta em fase de um QF ideal no intervalo  $\in ]-1/T_d; 1/T_d[$ : atraso de fase de  $90^\circ$  nas frequências positivas e avanço de fase de  $90^\circ$  nas frequências negativas. A resposta em frequência da sua amplitude<sup>6</sup>, apresenta nulos em DC e em múltiplos de  $2 \times \text{BitRate}$  ( $1/T_d$ ). Tal não constitui um entrave à sua realização por várias razões:

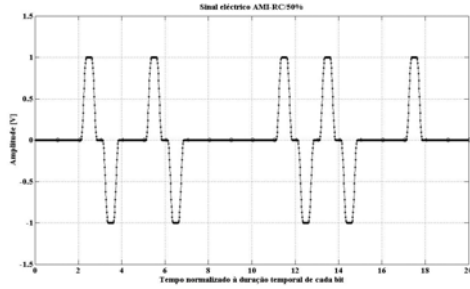
- i. Pode-se coincidir os nulos da resposta em frequência da amplitude com os nulos do espectro do sinal eléctrico de informação, minimizando o seu efeito prejudicial;
- ii. O primeiro lóbulo do espectro da codificação AMI é o que possui maior rácio de energia por frequência (lóbulo principal). Como este possui um nulo em DC, a resposta em frequência da amplitude da QFA não vai ser muito prejudicial para o sinal eléctrico de informação.

O sinal eléctrico de informação presente na Figura 5 é uma idealização. Isto é, um sinal AMI real pode ser considerado uma versão filtrada do sinal anterior por um filtro passa-baixo, o que vai minimizar o peso dos restantes lóbulos do espectro do sinal (ver a Figura 8 e a Figura 9). Assim, na síntese do filtro basta ter em consideração a sua influência nos primeiros lóbulos do sinal eléctrico de informação para que este apresente um desempenho próximo ao do obtido com um QF ideal.

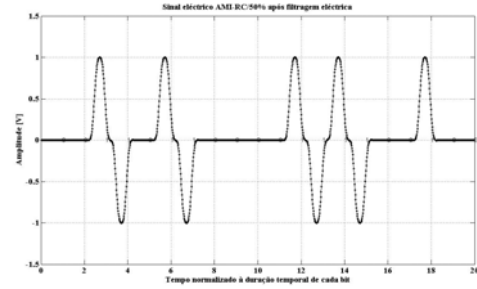
---

<sup>5</sup> Nesta notação é considerado que o atraso  $T_d$ , é introduzido numa pseudo estrutura sob a forma de um avanço de igual valor para compensar o atraso introduzido pela QFA.

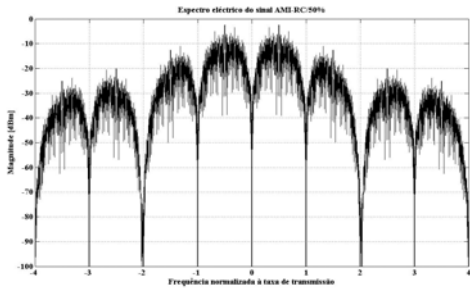
<sup>6</sup> Que num QF ideal é constante e igual a 0 dB.



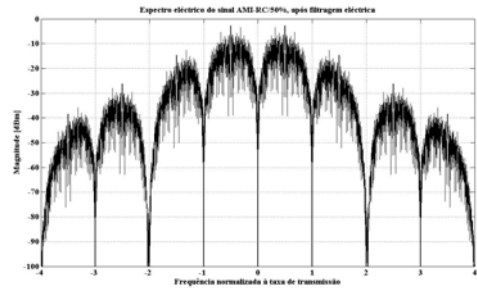
**Figura 6: Sinal eléctrico AMI-RC/50%.**



**Figura 7: Sinal eléctrico AMI-RC/50% após filtragem eléctrica (Bessel de ordem 5 com largura de banda a 3 dB de  $2 \times \text{BitRate}$ ).**



**Figura 8: Densidade espectral de potência (PSD: *Power Spectral Density*) do sinal eléctrico AMI-RC/50%.**



**Figura 9: PSD do sinal eléctrico AMI-RC/50% após filtragem eléctrica (Bessel de ordem 5 com largura de banda a 3 dB de  $2 \times \text{BitRate}$ ).**

A utilização adequada de cada um dos parâmetros da QFA depende do sinal AMI que é usado. No entanto, por estimativa, para um dado sinal AMI, deve ser considerado o limite máximo de  $(1/\text{BitRate})/2$  para o atraso  $T_d$ , de forma a aglutinar quase a totalidade da energia do sinal. Por outro lado,  $T_d$  deve ser suficientemente elevado para obedecer ao compromisso entre as limitações de frequência do hardware e a janela de adaptação desejada, entre o espectro do sinal de informação e a resposta em frequência da amplitude da QFA. É considerado como limite mínimo o valor de  $(1/\text{BitRate})/3$ . O ganho,  $A$ , deve ser o suficiente para não degradar a qualidade de transmissão. Para a estrutura QFA deve ser considerado um ganho de aproximadamente 0 dB.

### 2.1.2. Modulador óptico de banda lateral única

O modulador OSSB que irá ser utilizado nas simulações do Capítulo 3 para modular sinais eléctricos AMI-RC é formado por um MZM em cada um dos seus braços ( $\text{MZM}_1$  e  $\text{MZM}_2$ ) e por um modulador de fase, de forma a controlar o desvio de fase



entre os sinais ópticos provenientes dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>. Os campos ópticos presentes em cada um dos seus braços são combinados através de uma junção Y na sua saída, originando um sinal óptico AMI-RC SSB.

Considerando que cada MZM é feito na forma x-cut com efeito *push-pull*, os campos ópticos do MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub> ( $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , respectivamente) (ver a Figura 3), podem ser expressos da seguinte forma [8]:

$$m_1(t) = \frac{E_{IN,1}}{1+\gamma_1} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{v_1(t)}{2 \cdot V\pi_1} + \frac{j \cdot \theta_1}{2}\right) + \frac{E_{IN,1} \cdot \gamma_1}{1+\gamma_1} \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot \frac{v_1(t)}{2 \cdot V\pi_1} - \frac{j \cdot \theta_1}{2}\right) \quad (2.4)$$

$$m_2(t) = \frac{E_{IN,2}}{1+\gamma_2} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{v_2(t)}{2 \cdot V\pi_2} + \frac{j \cdot \theta_2}{2}\right) + \frac{E_{IN,2} \cdot \gamma_2}{1+\gamma_2} \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot \frac{v_2(t)}{2 \cdot V\pi_2} - \frac{j \cdot \theta_2}{2}\right) \quad (2.5)$$

onde,  $E_{i,1}$  e  $E_{i,2}$  são os campos eléctricos de entrada do MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente,  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  são os factores de escala do MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente,  $\theta_1$  e  $\theta_2$  são as fases residuais presentes nos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente,  $V\pi_1$  e  $V\pi_2$  são as tensões de comutação dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente. As tensões  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$  são as tensões responsáveis por controlar os campos ópticos provenientes do MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente, podendo ser escritas da seguinte forma:

$$v_1(t) = d_1(t) + D_1 \quad (2.6)$$

$$v_2(t) = d_2(t) + D_2 \quad (2.7)$$

onde,  $d_1(t)$  e  $d_2(t)$  são as tensões AC responsáveis por controlar os MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente,  $D_1$  e  $D_2$  são as tensões DC usadas para o polarizar devidamente os MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente.

Para controlar a fase entre os campos ópticos provenientes das saídas dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub> ( $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , respectivamente) e combinar  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , foi considerado um modulador de fase no final da estrutura, na qual é só utilizada uma tensão DC para controlar o campo óptico resultante,  $E_{out}$  [8]:

$$E_{out}(t) = E_{IN} \cdot \left\{ \frac{1}{1+\gamma_3} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{D_3}{2 \cdot V\pi_3} + \frac{j \cdot \theta_3}{2}\right) \cdot \frac{m_1(t)}{E_{IN,1}} + \frac{\gamma_3}{1+\gamma_3} \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot \frac{D_3}{2 \cdot V\pi_3} - \frac{j \cdot \theta_3}{2}\right) \cdot \frac{m_2(t)}{E_{IN,2}} \right\} \quad (2.8)$$

onde,  $\gamma_3$ ,  $\theta_3$  e  $V\pi_3$  são o factor de escala, a fase residual e tensão de comutação, respectivamente, característica do modulador de fase.  $D_3$  é a tensão DC usada para controlar a

diferença de fase entre  $m_1(t)$  e  $m_2(t)$ , enquanto que estes campos ópticos são normalizados na expressão (2.8) (divididos por os campos eléctricos  $E_{IN,1}$  e  $E_{IN,2}$ , de entrada dos MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub>, respectivamente).  $E_{IN}$  é o campo eléctrico à entrada do modulador OSSB.

Se forem considerados MZM ideais ( $\gamma=1$  e  $\theta=0$ ) e, além disso, que todas as estruturas estão integradas no mesmo substrato para que todos os MZM tenham igual tensão de comutação ( $V\pi_1=V\pi_2=V\pi_3=V\pi$ ), então o campo óptico à saída do modulador OSSB pode ser dado pela seguinte expressão [5]:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{IN}(t)}{2} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{D_3}{2 \cdot V\pi}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_1(t)}{V\pi}\right) + \frac{E_{IN}(t)}{2} \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot \frac{D_3}{2 \cdot V\pi}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_2(t)}{V\pi}\right) \quad (2.9)$$

onde, o primeiro termo da expressão representa a modulação óptica obtida pelo MZM<sub>1</sub> e o segundo termo da expressão representa a modulação óptica obtida pelo MZM<sub>2</sub>, combinadas através de uma junção Y dando origem a um sinal OSSB.

Para que o modulador OSSB exiba a sua condição óptima de operação e, consequentemente, que o sinal óptico AMI-RC apresente o máximo de supressão de banda, é necessário que o transmissor seja configurado correctamente.

Um sinal polar como é o AMI, implica que os MZM<sub>1</sub> e MZM<sub>2</sub> sejam polarizados com uma tensão DC de  $V\pi$  e que  $G_1 \cdot m(t)$  e  $G_2 \cdot m_H(t)$  percorram a gama de valores pertences ao seguinte intervalo  $[-V\pi, V\pi]$ . A tensão de controlo  $D_3$ , deve garantir um desvio de fase de  $\pm\pi/2$  entre os campos de saída do MZM<sub>1</sub> (modulado pelo sinal de dados) e do MZM<sub>2</sub> (modulado pela HT da réplica do sinal eléctrico de informação). Nas simulações que irão ser apresentadas no Capítulo 3, será considerado o valor de  $D_3 = -V\pi/2$ .

Para a optimização do desempenho do transmissor OSSB os amplificadores eléctricos devem possuir ganhos balanceados ( $G_1=G_2$ ) [5]. Além disso, cada um destes ganhos pode ser definido como  $G_1=G_2=x \cdot V\pi$ , onde  $x$  define o índice de modulação ( $0 \leq x \leq 1$ ). O índice de modulação é obtido através do controlo da percentagem de balanço aplicada aos MZMs. Para o sinal AMI a totalidade de balanço é conseguida para  $2 \cdot V\pi$ .

Desenvolvendo a expressão (2.9), para que o transmissor module convenientemente sinais AMI, obtém-se a seguinte função de transferência:

$$\begin{aligned} \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} &= \frac{1}{2} \cdot \left\{ \exp\left(-j \cdot \frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot [x \cdot m(t) + 1]\right) + \exp\left(j \cdot \frac{\pi}{4}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot [x \cdot m_H(t) + 1]\right) \right\} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot [x \cdot m(t) + 1]\right) + j \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot [x \cdot m_H(t) + 1]\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde,  $m(t)$  e  $m_H(t)$  são sinais AC normalizados com uma amplitude de tensão de  $\pm 1$  V.

## 2.2. Amplificador diferencial recorrendo à tecnologia D01PH (PHEMT)

Para tornar realizável a implementação da QFA, tal como é enunciada na Figura 4, é necessário encontrar um DA capaz de operar a elevadas frequências. O circuito que será desenhado é baseado na MCHC. Para tal, recorreu-se à tecnologia D01PH para o conceber [9]. Esta tecnologia possibilitou a concepção de um circuito diferenciador com reduzidas perdas e uma frequência de corte próxima dos 40 GHz. Um esquemático simplificado possuindo meia secção do DA baseado na MCHC com entradas e saídas adaptadas a  $50 \Omega$  é apresentado na Figura 10.

O circuito integrado é formado essencialmente por três blocos: DA baseado numa MCHC (tal como é descrito na meia secção apresentada pela Figura 10), bloco de isolamento (IB: *Input Buffer*) baseado na configuração dreno comum e bloco de adaptação (ver a Figura 10).

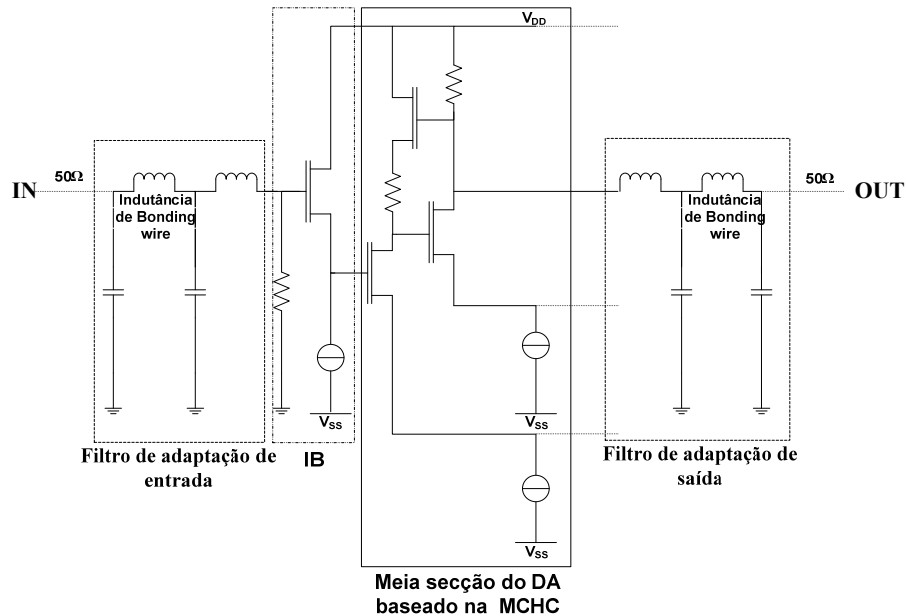


Figura 10: Meia secção do circuito integrado usado como diferenciador.

Na concepção do circuito integrado foi tido em consideração os efeitos nefastos das indutâncias parasitas dos fios de ligação entre o circuito monolítico e os circuitos externos (*bonding wires*)<sup>7</sup>:

- i. Efeitos nefastos devido às indutâncias parasitas introduzidas pelos *bonding wires* utilizados nas ligações de sinal – Estas indutâncias parasitas foram consideradas como fazendo parte dos filtros passa-baixo de adaptação de entrada e de saída ilustrados na Figura 10. Utilizando este procedimento, em todas as simulações realizadas, observa-se uma redução do seu efeito nefasto provocado por esta indutância parasita, além de uma melhor robustez no desempenho do amplificador a variações no valor desta indutância;
- ii. Efeitos nefastos devido às indutâncias parasitas introduzidas pelos *bonding wires* utilizados nas ligações de alimentação – O seu efeito foi atenuado com a introdução de configurações resistência-condensador série<sup>8</sup>, em que as resistências são colocadas entre cada par indutância/condensador. A optimização do valor destes componentes é fundamental para os ajustar ao tipo de controlo pretendido. O seu valor torna-se importante no que diz respeito à estabilização do circuito, pelo que será um ponto a ter em atenção no projecto do amplificador.

### 2.2.1. Amplificador Diferencial Cherry-Hooper Modificado

O circuito Cherry-Hooper modificado é adoptado por oferecer bom desempenho na sua banda passante. Este bloco é responsável pela operação de diferença dos sinais de entrada do circuito integrado, sendo composto por um andar de transimpedância (TIS: *TransImpedance Stage*), um andar baseado num dreno comum (SFS: *Source Follower Stage*) e um andar de transcondutância (TAS: *TransConductance Stage*) [3, 4].

---

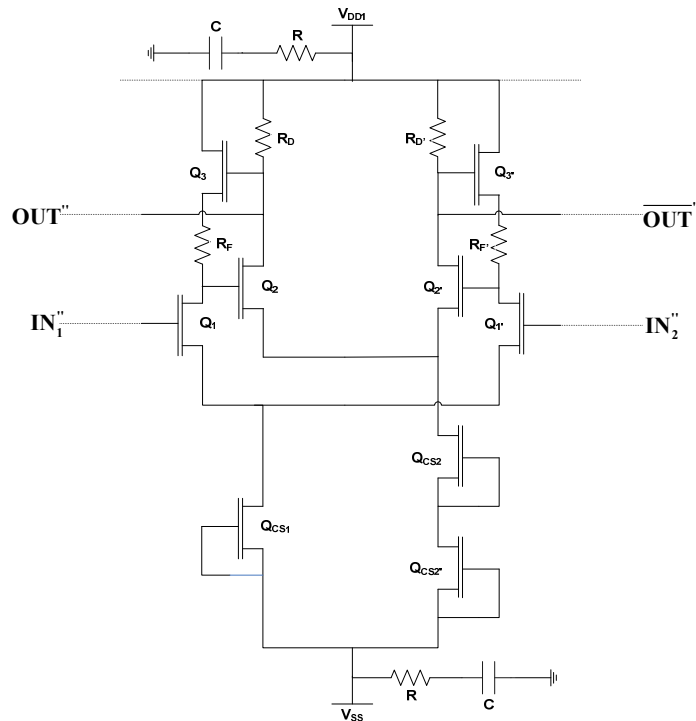
<sup>7</sup> É difícil determinar com precisão qual será o valor destas indutâncias. No entanto, foi considerado o valor de  $L_{\text{Bonding\_Wire}}=0.4\text{nH}$ , como o valor padrão utilizado em todas as simulações realizadas.

<sup>8</sup> A utilização destas resistências visa evitar a ressonância entre as indutâncias e os condensadores e, assim, evitar a não estabilização do circuito.

Esta topologia apresenta uma elevada desadaptação de impedâncias entre o TAS e o TIS, pelo que a sua forte dependência na frequência com a impedância de entrada e saída é eficazmente reduzida. Consequentemente, todos os nós deste circuito apresentam baixa impedância, o que reduz a influência de capacidades parasitas e, portanto, melhora a sua resposta em frequência. Assim, a função transferência do circuito mantém-se aproximadamente constante até elevadas frequências, resultando numa elevada frequência de corte.

A elevada frequência, a realimentação torna-se menos efectiva e a desadaptação de impedâncias é degradada. Uma forma de contrariar este efeito e otimizar a largura de banda da configuração, consiste em introduzir novos andares que possuam uma tal impedância que, introduza uma adaptação conjugada relativamente à sua impedância de entrada e de saída.

O principal bloco do circuito proposto baseia-se na MCHC tal como é ilustrado na Figura 11, na qual se obtém elevada frequência de corte sem que com isso se verifiquem perdas na banda passante (ver em apêndice, o modelo equivalente aproximado para pequeno sinal).



**Figura 11: Amplificador diferencial baseado na Configuração Cherry-Hooper Modificada.**

As saídas deste bloco foram posicionadas de forma a permitirem a adaptação do circuito. O ajuste dos seus componentes, nomeadamente  $R_D$ ,  $R_F$  e dos parâmetros dos transístores<sup>9</sup> possibilitam que, a impedância vista da porta dos SFS em conjunto com impedância introduzida pelos filtros de adaptação, seja a suficiente para gerar uma boa adaptação nas frequências de interesse. Assim, é possível adaptar as saídas sem ser necessário a introdução de um andar adicional, que só iria tornar o circuito mais complexo.

No entanto, o contacto directo dos filtros de adaptação na porta dos SFS podem acarretar alguns efeitos indesejáveis:

- i. Baixar o nível de estabilização do circuito, que no limite pode levar à instabilidade do circuito;
- ii. Introduzir pólos e zeros adicionais em frequências indesejáveis, que advêm da característica reactiva dos filtros de adaptação.

A introdução de um andar suplementar pode ser vista como uma das formas de evitar o aparecimento desses efeitos indesejáveis.

O elevado nível DC presente nas saídas da MCHC é visto como um dos seus principais inconvenientes. A solução para este problema pode ser encarada segundo duas perspectivas:

- i. Dotar o circuito pertencente ao monolítico de um bloco capaz de reduzir a componente DC do sinal. Isso pode ser conseguido com a introdução de um SFS em cada uma das saídas, utilizando díodos para baixar o nível DC. No entanto, esta hipótese faz com que o sinal de entrada seja bastante atenuado, além de fazer com que o circuito se torne mais complexo;
- ii. Usar um condensador de bloqueio da componente DC (*DC Block*) externo ao monolítico, capaz de eliminar a componente DC do sinal à saída do circuito. Este é o princípio que será usado na elaboração do circuito integrado.

A MCHC é uma configuração que poderá ser, ainda, otimizada. A utilização de indutâncias de *peaking* para melhorar a resposta em frequência do circuito poderá ser

---

<sup>9</sup> Os parâmetros que são optimizáveis pelo utilizador, referem-se ao número de dedos e à largura total do canal do transístor.

vista como uma alternativa ao modelo inicialmente proposto. Se por exemplo, for colocada uma indutância de reduzido valor<sup>10</sup> em série com  $R_F$ , o *peaking* produzido por esse componente reactivo consegue manter o ganho do circuito integrado com variações inferiores a 1 dB na sua banda passante. No entanto, este procedimento está implícito no desenho do circuito uma vez que o efeito indutivo introduzido pelas linhas de metal para ligar os elementos do circuito pode ser optimizado, de forma a beneficiar a resposta em frequência do amplificador.

É visível na Figura 11, a presença de duas fontes de corrente em série<sup>11</sup>. Esta foi a forma encontrada de fazer com que a potência dissipada por cada um dos transístores seja bastante inferior ao máximo admissível<sup>12</sup> [10].

### 2.2.2. Bloco de isolamento

A utilização de blocos de isolamento nas entradas da MCHC é consequência da necessidade de se conseguir boa adaptação nas frequências de interesse e, além disso, isolar as entradas do amplificador diferencial baseado na MCHC, das componentes reactivas introduzidas pelos filtros de adaptação, que só prejudicariam o seu desempenho. Foi, também, observado que esta estratégia contribui para a melhoria da estabilidade do circuito.

Os blocos de isolamento baseiam-se em transístores na configuração dreno comum (SF: *Source Follower*) (ver a Figura 12), que são caracterizados em baixas frequências por um ganho em tensão inferior à unidade e uma resistência de entrada aproximadamente igual à resistência de polarização  $R_{IN}$  (ver em apêndice, o modelo equivalente aproximado para pequeno sinal do transistor de efeito de campo (FET: *Field Effect Transistor*) [11].

$$\text{Ganho} = \frac{g_{m_{IN_1}} \cdot (R_{DS_{IN_1}} // R_{DS_{IN_2}})}{1 + g_{m_{IN_1}} \cdot (R_{DS_{IN_1}} // R_{DS_{IN_2}})} \quad (2.11)$$

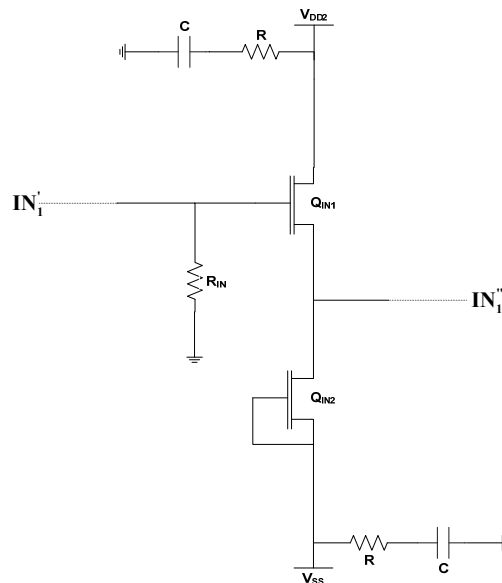
$$R_{INPUT} \approx R_{IN}$$

onde,  $g_{m_i}$  e  $R_{DS_i}$  são a transcondutância e a resistência dreno-fonte do FET  $Q_i$ , respectivamente.

<sup>10</sup> Uma indutância cujo valor está contido entre 0.1 e 0.2 nH.

<sup>11</sup> As fontes de corrente podem ser criadas a partir de transístores com a porta e a fonte ligadas entre si.

<sup>12</sup> Todos os transístores possuem uma potência dissipada inferior a metade da potência máxima admissível.



**Figura 12: Bloco de isolamento.**

A inclusão de uma resistência  $R_{IN}$  em paralelo com a porta do SFS visa dotar o circuito de uma resistência de entrada próxima dos  $50\Omega$ <sup>13</sup>. Apesar da importância da inserção de  $R_{IN}$  no circuito, ela revela-se ser insuficiente quando se considera a sua resposta a elevadas frequências. Nessa situação, tem-se de encontrar outras formas de proceder à adaptação do circuito (por exemplo, com o recurso a filtros de adaptação).

De forma a se obter um bom desempenho do amplificador diferencial baseado na MCHC, será necessário o recurso a uma fonte de alimentação positiva com uma tensão próxima dos 6V. No que diz respeito ao SF, tem-se de usar uma fonte de alimentação positiva inferior (cerca de 2V), para que se tenha uma potência dissipada comparativamente inferior ao máximo admissível.

### 2.2.3. Bloco de Adaptação

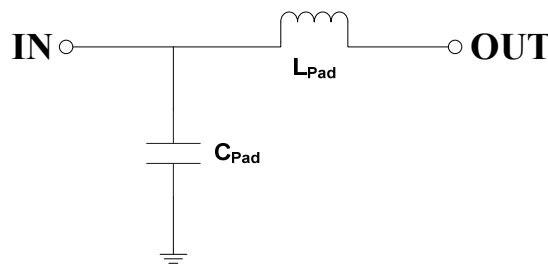
O amplificador diferencial foi otimizado com o objectivo de conferir adaptação próxima dos  $50\Omega$  nas frequências de interesse (banda passante), para as entradas e saídas do circuito integrado. Nas baixas frequências, a adaptação do circuito é essencialmente

<sup>13</sup> Considerando que, a resistência de entrada de um transistor na configuração dreno comum é aproximadamente infinita, a resistência de entrada do nosso circuito é aproximadamente  $R_{IN}$ .



conseguida por componentes resistivas. Para frequências mais elevadas, a adaptação do circuito é determinada por elementos reactivos. Uma maneira para obter tal adaptação consiste em inserir andares de adaptação baseados em configurações indutância-capacidade (filtros de adaptação). Estes filtros possuem a vantagem de minimizar o efeito nefasto devido às indutâncias parasitas introduzidas pelos *bonding wires* e, além disso, atenuar o prejuízo introduzido na resposta ganho versus frequência, por uma possível variação relativamente ao seu valor padrão. Além disso, eles melhoram a estabilidade do circuito.

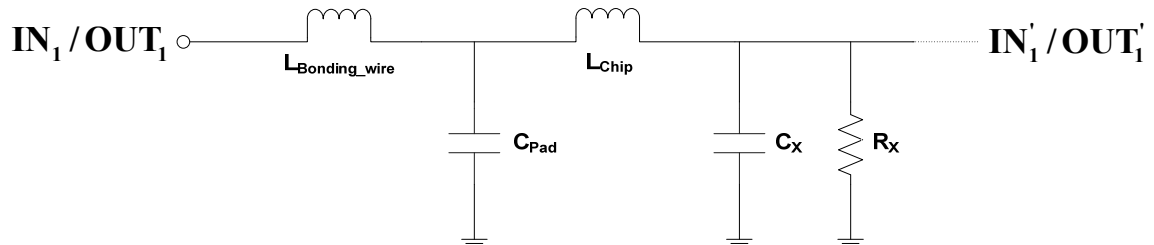
De forma a simular correctamente o desempenho do circuito integrado, teve-se em consideração os elementos reactivos que advêm do *bonding wire* e do *bonding pad*. O *bonding wire* introduz uma indutância parasita, na qual pode ser considerado como valor padrão  $L_{\text{Bonding\_Wire}}=0.4\text{nH}$ , e o *bonding pad* pode ser modelado pelo seguinte modelo [10] (ver a Figura 13):



**Figura 13: Modelo de um *bonding pad*.**

Os elementos que modelam o *bonding pad* podem ser facilmente controlados pelo utilizador, com os parâmetros associados ao seu tamanho.

Para a composição do filtro de adaptação teve-se em atenção, além dos elementos reactivos mencionados anteriormente, a impedância vista nos nós de ligação de entrada e saída do circuito interno (ver a Figura 14).



**Figura 14: Filtro de adaptação.**

Assim, o filtro de adaptação pode ser visto como um filtro passa-baixo [12-13], em que:

- i.  $L_{\text{Chip}}$  equivale ao somatório de  $L_{\text{Pad}}$  com uma indutância adicional interna ao monolítico que é optimizável pelo utilizador;
- ii.  $C_X$  e  $R_X$  são os componentes que modelam a impedância equivalente em cada um dos nós de ligação de entrada e saída do circuito interno.

#### 2.2.4. Realização da Máscara

Os desenhos das máscaras do circuito são tão importantes quanto o seu próprio esquemático.

O processo de elaboração do circuito real consiste na aplicação selectiva de um conjunto de condições que são definidas na máscara do circuito. Assim, a máscara do circuito vai determinar um agregado de métricas importantes com são os casos de:

- i. Desempenho;
- ii. Taxa de circuitos sem defeitos (*yield*);
- iii. Fiabilidade;
- iv. Custo.

A máscara do circuito vai definir as características finais e a disposição dos componentes na bolacha de Arseneto de Gálio (GaAs: *Gallium Arsenide*) e, além disso, vai também especificar as características de um conjunto de componentes indispensáveis à elaboração do circuito real: linhas de transmissão, vias (ligações entre camadas) e *pads* (zonas de acesso).

Este circuito vai ser fabricado num projecto MultiChip no qual a bolacha é partilhada por diversos clientes e a menor área disponível para tal projecto é  $1.5 \text{ mm}^2$  ( $1.0\text{mm} \times 1.5\text{mm}$ ). Procura-se então atingir os seguintes objectivos:

- i. Integrar todos os componentes no espaço disponível;
- ii. Minimizar problemas de fiabilidade com um desenho apropriado da máscara;
- iii. Obter o melhor desempenho possível.

O primeiro ponto relaciona-se com o custo do circuito. Caso não fosse possível dispor todos os componentes numa área de  $1.5 \text{ mm}^2$ , a passagem para uma área superior ( $3 \text{ mm}^2$ ) acarretaria um aumento de custos, pelo que seria aconselhável redesenhar o esquemático do circuito.

O segundo ponto é particularmente importante e incide sobretudo no acoplamento não desejável entre linhas que pode degradar fortemente o desempenho do circuito, podendo mesmo torná-lo instável. Estes efeitos não podem ser completamente testados (a simulação electromagnética é lenta e limitada) e, por isso, requerem muito discernimento por parte do engenheiro responsável pela máscara do circuito.

A utilização de longas linhas de transmissão vai criar efeitos indutivos que têm de ser considerados na elaboração da máscara do circuito. Os *pads* e as próprias linhas apresentam capacidades relativamente à massa. Estes efeitos são considerados na simulação final do desempenho do circuito.

A potência dissipada pelos componentes é outro dos pontos críticos do circuito. A potência máxima nos transístores é de  $2.0 \text{ W/mm}$  de comprimento total do transístor (comprimento da porta  $\times$  número de dedos) e inclui para além da potência DC, a potência efectiva de RF [10].

A variação no valor dos elementos do circuito devido a tolerâncias no processo de fabrico é outro factor a ter em conta no projecto do circuito. Quando, por exemplo, é especificado um determinado valor para uma resistência, tem-se de equacionar que o componente real pode diferir de até 20% face ao componente previsto.

O procedimento para a obtenção de uma boa máscara passa por experimentar diversas configurações fazendo a passagem da máscara novamente para o esquemático e simulando o circuito utilizando ambos os modelos de grande e pequeno sinal dos transístores. Assumindo que é possível obter uma máscara razoável sem uma profunda alteração do esquemático, ou seja, não é preciso uma nova abordagem do problema, pode-se otimizar a máscara ajustando os parâmetros dos componentes.

Caso isto não seja suficiente, tem-se de voltar ao esquemático e tentar uma abordagem diferente do problema, escolhendo uma nova solução para implementar o amplificador diferencial.

Seguindo o procedimento anterior, obteve-se uma solução considerada muito razoável sem precisar de tentar um esquemático radicalmente diferente. De facto, face ao esquemático original apenas teve-se de alterar os valores dos parâmetros dos componentes.

Para a realização da máscara final do circuito (ver a Figura 15), foi usada a tecnologia  $0.13\ \mu\text{m}$  *Pseudomorphic High-Electron-Mobility-Transistor* (PHEMT) caracterizada por uma frequência de transição ( $F_T$ ) igual a 100 GHz e uma frequência máxima de oscilação ( $F_{MAX}$ ) igual a 180 GHz [9].

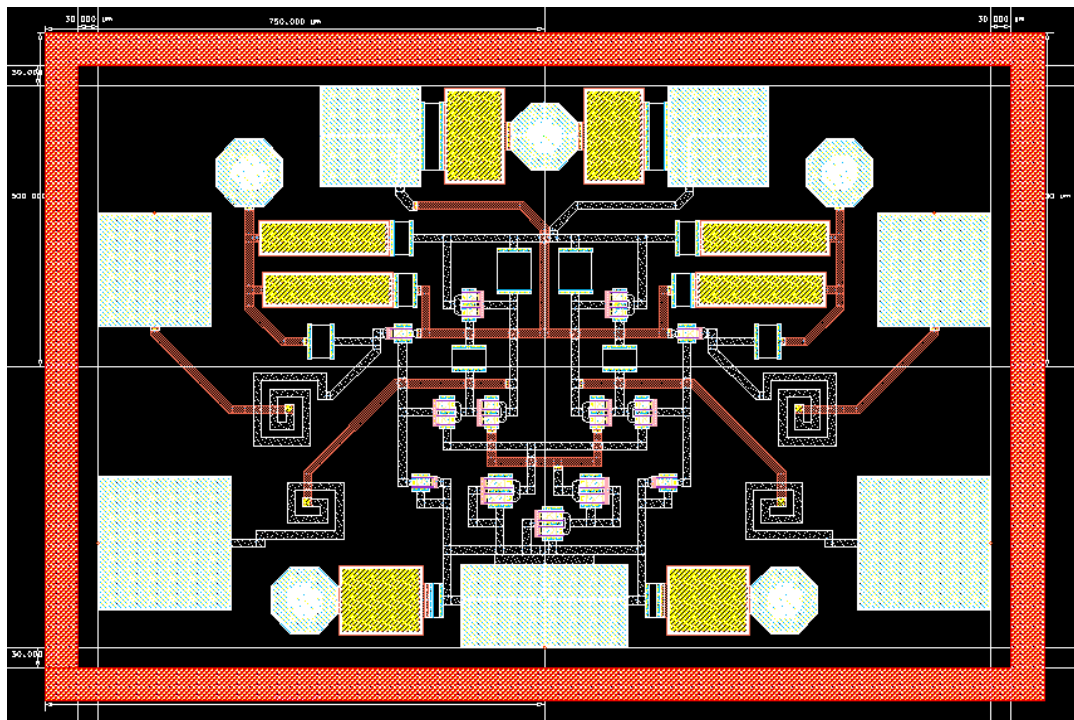


Figura 15: Máscara do circuito.

O primeiro aspecto que foi imposto na máscara do circuito foi a sua simetria vertical. De facto, exceptuando as ligações às fontes de corrente dos pares diferenciais e aos *pads* das tensões positivas, o circuito é absolutamente simétrico. A razão para tal facto é que desigualdades no comprimento das linhas de transmissão acarretariam diferenças de ganhos, perdas por reflexão de sinal e instabilidade no circuito.

Por exemplo, para que os ganhos  $S_{41}$  e  $S_{32}$  (ganho da saída 4 para a entrada 1 e o ganho da saída 3 para a entrada 2, respectivamente) sejam absolutamente iguais, e os ganhos  $S_{42}$  e  $S_{31}$  (ganho da saída 4 para a entrada 2 e o ganho da saída 3 para a entrada 1, respectivamente),

também o sejam, necessita-se que os caminhos percorridos também o sejam (ver a Figura 16). Claro que como objectivo global, é desejado que os quatro parâmetros  $S$  anteriores sejam todos iguais, para que o ganho em qualquer das saídas relativamente a qualquer das entradas também o sejam.

No desenho da máscara tentou-se separar ao máximo as linhas e os componentes para minimizar o acoplamento não desejado entre eles. Para se poder simular melhor estes efeitos, modelou-se os pontos de intersecção entre as linhas da camada IN com as linhas da camada BE [10].

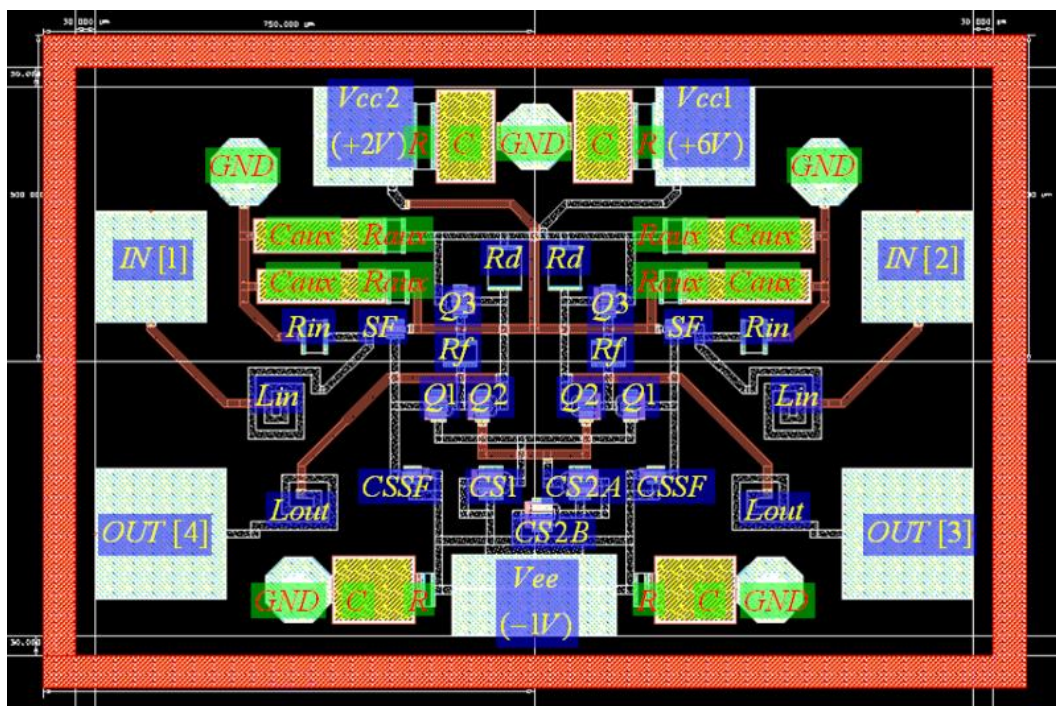


Figura 16: Máscara do circuito com identificação dos componentes.

Como se pode ver, foram incluídas resistências e condensadores (ligados à massa) junto aos *pads* de alimentação para eliminar correntes AC que possam existir nas alimentações. Foram incluídos, também, os mesmos elementos ( $R_{aux}$  e  $C_{aux}$ ) nos drenos do SF e do transistor  $Q_3$  para minimizar o efeito indutivo provocado pelas linhas de transmissão que os ligam aos *pads* das alimentações positivas.

Os tamanhos dos *pads* de sinal e os valores das indutâncias foram otimizados para que funcionem correctamente no igualador constituído pela capacidade de franja

(40 fF), pelo *bonding wire* (0.4 nH), pelo *pad* e pela indutância. Assim, tentou-se obter um bom compromisso entre ganho, frequência de corte e retorno.

Após algumas optimizações obteve-se os seguintes parâmetros dos componentes:

Componente	Parâmetros		
Q1	Comprimento dos dedos: 20μm	Nº de dedos: 4	
Q2	Comprimento dos dedos: 20μm	Nº de dedos: 4	
Q3	Comprimento dos dedos: 20μm	Nº de dedos: 4	
SF (transistor IN)	Comprimento dos dedos: 25μm	Nº de dedos: 2	
CS do SF	Comprimento dos dedos: 25μm	Nº de dedos: 2	
CS1	Comprimento dos dedos: 35μm	Nº de dedos: 4	
CS2 A e B	Comprimento dos dedos: 30μm	Nº de dedos: 4	
Rd	Resistência: 120Ω	Largura: 50μm	
Rf	Resistência: 60Ω	Largura: 50μm	
Rin	Resistência: 60Ω	Largura: 50μm	
Lin	Indutância: 0.4nH	Largura: 12μm	Espaçamento: 12μm
Lout	Indutância: 0.3nH	Largura: 12μm	Espaçamento: 12μm
PAD IN	Lado: 170μm		Kpad: 1.0 (quadrado)
PAD OUT	Lado: 200μm		Kpad: 1.0 (quadrado)
PADs de Vcc1 e Vcc2	Lado: 150μm		Kpad: 1.0 (quadrado)
PAD Vee	Lado: 250μm		Kpad: 0.5 (250μm × 125μm)
Capacidades (corte de AC)	Capacidade: 5pF (junto às alimentações) e 4pF (junto a Q3 e SF)		
Resistências (corte de AC)	Resistência: 25Ω (junto às alimentações) e 50Ω (junto a Q3 e SF)		

**Tabela 1: Parâmetros dos componentes utilizados.**

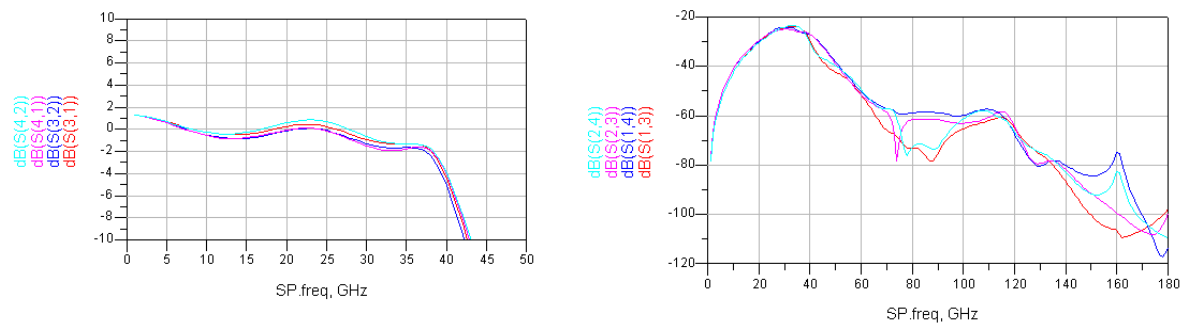
#### 2.2.4.1. Apresentação de resultados

A utilização da tecnologia PHEMT para a implementação do circuito integrado possibilitou a concepção de um amplificador diferencial com reduzidas perdas e uma frequência de corte a 3 dB próxima dos 40 GHz<sup>14</sup>.

<sup>14</sup> Para o desenho e desenvolvimento do circuito integrado, recorreu-se à ferramenta de simulação Agilent Advanced Design System (ADS) da Agilent Technologies®.

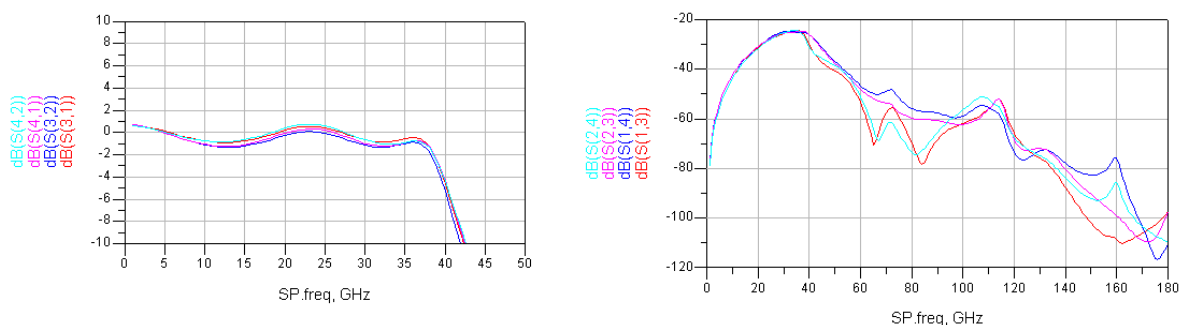
Os resultados correspondentes à realização da máscara do circuito que serão apresentados são obtidos utilizando os modelos em grande e pequeno sinal dos transístores [10]. Os ganhos das diversas entradas para as diversas saídas são dados pelos coeficientes de transmissão para a frente com as respectivas saídas terminadas ( $S_{31}$ ,  $S_{32}$ ,  $S_{41}$  e  $S_{42}$ ). O valor dos ganhos ronda os 0 dB com as suas frequências de corte a 3 dB a serem de aproximadamente 38 GHz.

Os ganhos das diversas saídas para as diversas entradas são dados pelos coeficientes de transmissão para trás com as entradas terminadas e, para o modelo de grande sinal, o são sempre inferiores a 24 dB e, por isso, não constituem um problema (ver a Figura 17).



**Figura 17: Coeficientes de transmissão para a frente e para trás utilizando o modelo de grande sinal dos transístores.**

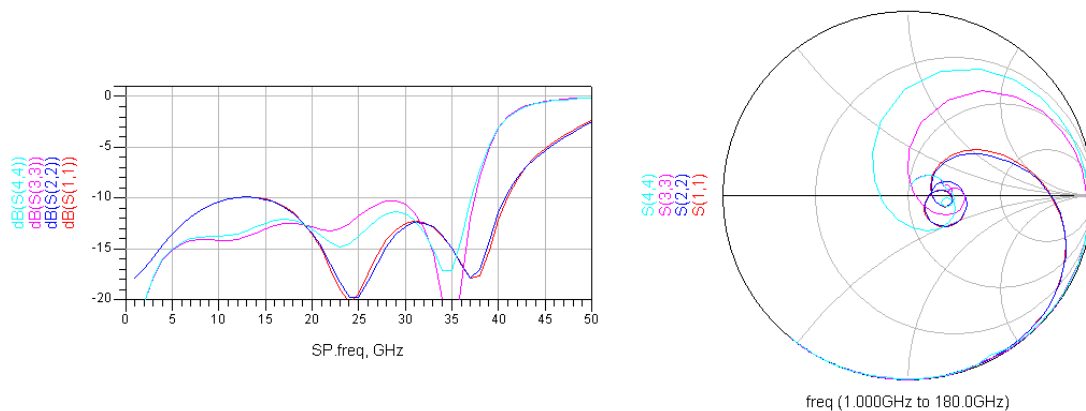
Os resultados obtidos utilizando o modelo de pequeno sinal dos transístores são semelhantes, pelo que o grau de confiança nos resultados da simulação da máscara é elevado (ver a Figura 18).



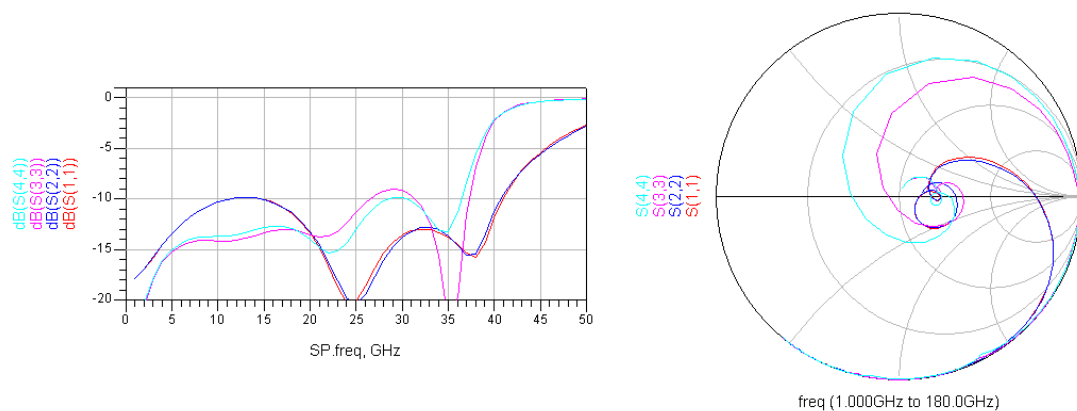
**Figura 18: Coeficientes de transmissão para a frente e para trás utilizando o modelo pequeno de sinal dos transístores.**

O retorno do circuito é dado pelos coeficientes de reflexão com as restantes entradas e saídas terminadas ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  e  $S_{44}$ ). Considera-se que os portos estão razoavelmente

adaptados se as perdas por retorno<sup>15</sup> forem inferiores a 10 dB na gama de frequências de operação do circuito (frequências até cerca dos 40 GHz). Na Figura 19 e na Figura 20, apresenta-se os coeficientes de reflexão utilizando os dois modelos disponíveis para os transístores e, como se pode verificar, a adaptação do circuito é aceitável.



**Figura 19: Coeficientes de reflexão com as restantes entradas e saídas terminadas, utilizando o modelo de grande sinal.**



**Figura 20: Coeficientes de reflexão com as restantes entradas e saídas terminadas, utilizando o modelo de pequeno sinal.**

O atraso de grupo do sinal duma entrada para qualquer saída deve ser o mais constante possível na banda passante do circuito. Como o atraso de grupo refere-se ao atraso temporal introduzido numa onda com conteúdo alargado de frequências, pode-se mostrar que [14]:

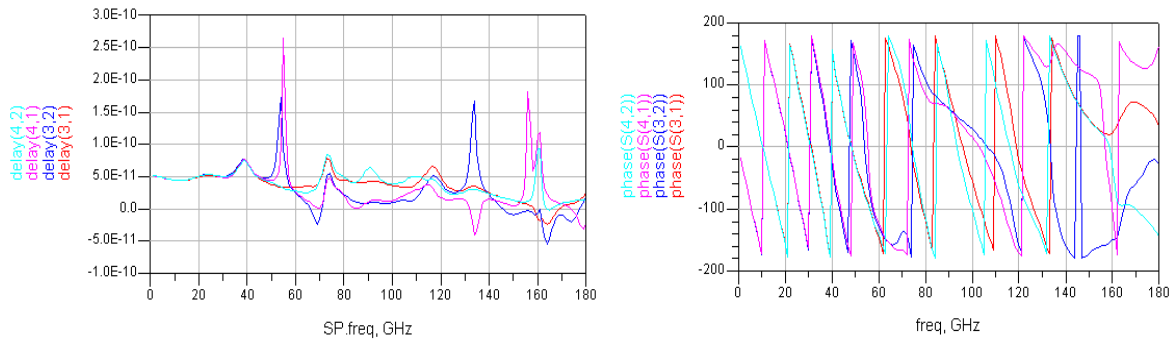
<sup>15</sup> As perdas por retorno são dadas pela razão entre a potência incidente e a potência reflectida.



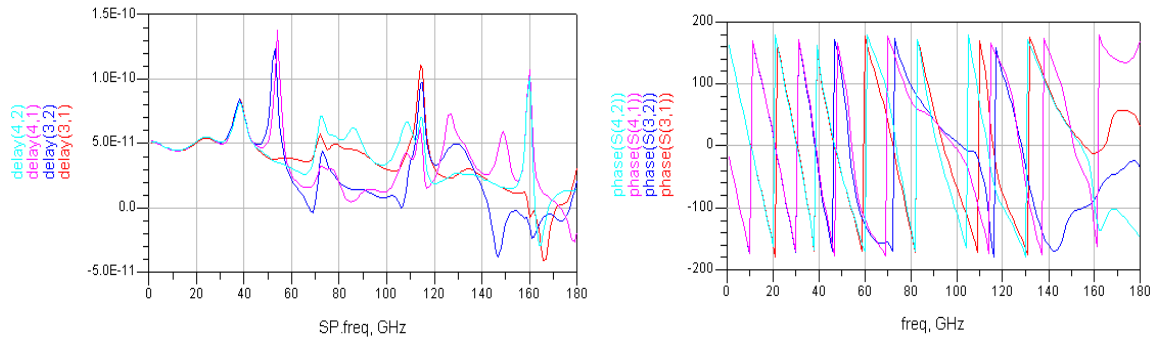
$$t_g = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta(f)}{df} \quad (2.12)$$

em que  $\theta(f)$  é a fase da função de transferência do circuito. A derivada da fase deve, portanto, apresentar um comportamento aproximadamente constante na banda passante.

Como se pode verificar na Figura 21 e na Figura 22, o atraso imposto é cerca de 50 ps durante a maior parte da banda passante. Entre os 34 GHz e os 39 GHz o atraso sobe até atingir o valor máximo de cerca de 80 ps. Pode-se, ainda, constatar que o atraso de uma entrada para qualquer das saídas é aproximadamente igual até aos 45 GHz.



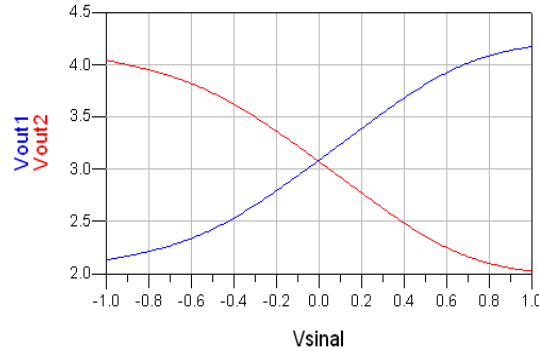
**Figura 21: Atraso de ambas as entradas para ambas as saídas utilizando o modelo de grande sinal.**



**Figura 22: Atraso de ambas as entradas para ambas as saídas utilizando o modelo de pequeno sinal.**

Como é visível na Figura 23, o circuito apresenta um comportamento linear para sinais de entrada com tensões pico até cerca de 0.6 V. Para tensões de entrada superiores, o circuito deixa de responder de forma perfeitamente linear ao aumento destas e a resposta começa a diferir, ligeiramente, de acordo com a saída do circuito considerada.

Pode-se, também, constatar que o nível DC à entrada é aproximadamente nulo e que à saída ronda os 3.1V.



**Figura 23: Linearidade da resposta do circuito (tensão em ambas as saídas em função da tensão numa entrada).**

Resta, ainda, avaliar a estabilidade do circuito a possíveis oscilações. A estabilidade de um amplificador é uma das considerações mais importantes do circuito e pode ser determinada pelos parâmetros de estabilidade [15]. As condições necessárias e suficientes para que um amplificador com dois portos seja incondicionalmente estável são [15]:

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.13)$$

e

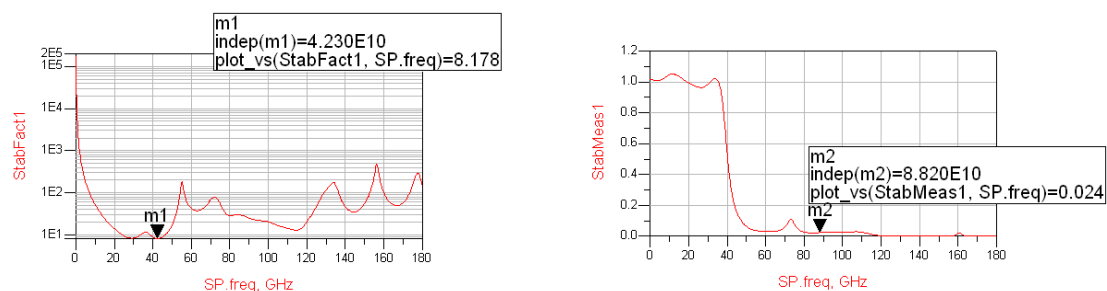
$$b = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (2.14)$$

onde

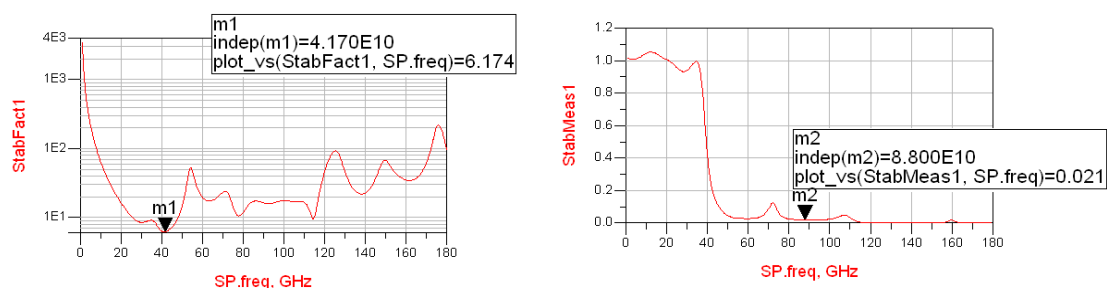
$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2.15)$$

Como o amplificador diferencial a considerar tem duas entradas e duas saídas, tem-se de avaliar as estabilidades considerando os diferentes portos do circuito. Na prática, devido à simetria do circuito, basta avaliar a estabilidade de uma das entradas para ambas as saídas.

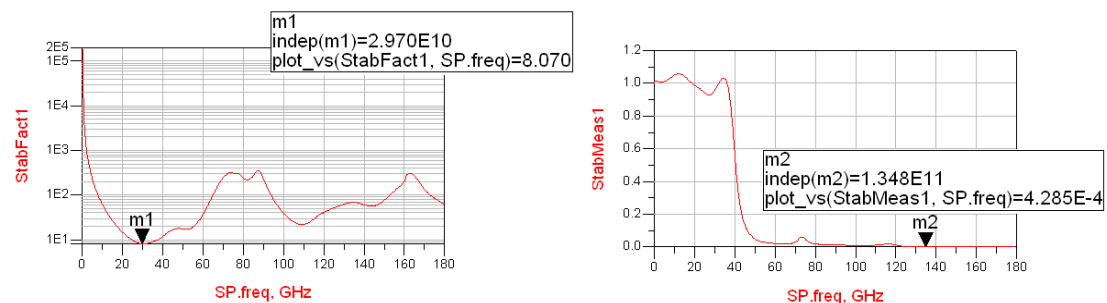
Como é visível na Figura 24, na Figura 25, na Figura 26 e na Figura 27 (utilizando os modelos de grande e pequeno sinal dos transístores), o circuito é estável e não existem pontos críticos onde a estabilidade seja questionável. De facto, o modelo de pequeno sinal apresenta um factor  $k$  sempre superior 6.



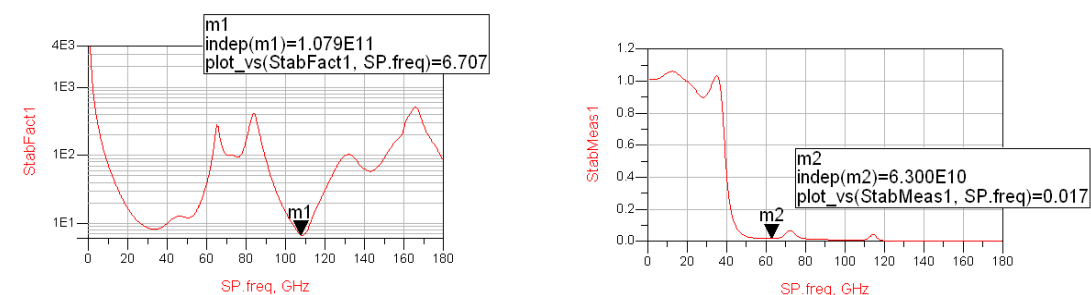
**Figura 24:** Valores k e b da estabilidade da entrada 1 para a saída 4 (entrada 2 para a saída 3) utilizando o modelo de grande sinal dos transístores.



**Figura 25:** Valores k e b da estabilidade da entrada 1 para a saída 4 (entrada 2 para a saída 3) utilizando o modelo de pequeno sinal dos transístores.



**Figura 26:** Valores k e b da estabilidade da entrada 1 para a saída 3 (entrada 2 para a saída 4) utilizando o modelo de grande sinal dos transístores.



**Figura 27:** Valores k e b da estabilidade da entrada 1 para a saída 3 (entrada 2 para a saída 4) utilizando o modelo de pequeno sinal dos transístores.

### 2.3. Conclusões

Uma das principais barreiras para a implementação de um transmissor óptico que gere sinais ópticos AMI-RC SSB situa-se a nível do processamento dos sinais eléctricos antes da modulação óptica. Os sinais eléctricos a inserir em cada um dos braços do modulador OSSB devem vir alinhados a nível temporal e possuir uma amplitude tal que permita a totalidade de balanço por parte deste. Para um sinal AMI-RC este balanço é conseguido com uma tensão de  $2 \times V_{\pi}$ .

A concepção de um circuito integrado que permita implementar com qualidade uma aproximação do QF para sinais AMI-RC sem ser necessário o recurso a implementações convencionais de elevadas dimensões, tais como os acopladores híbridos, é um dos aspectos fundamentais a considerar. Tendo em vista este propósito, foi desenhado um amplificador diferencial de elevada largura de banda (próxima dos 40 GHz) que permite encarar com optimismo a realização da QFA.

O desenho do amplificador diferencial teve em consideração todos os pressupostos para a sua implementação. Além da sua elevada frequência de corte a 3 dB, este circuito integrado apresenta um ganho de cerca de 0 dB na sua banda passante. As suas entradas e saídas encontram-se bem adaptadas a  $50 \Omega$  nas frequências de interesse (banda passante) e, além disso, a sua linearidade é bastante elevada (perfeitamente linear para a gama de  $[-0.6; 0.6]$  V do seu sinal de entrada).

As características do amplificador diferencial pressupõem a sua utilização para sinais AMI-RC a serem transmitidos a 10 Gbit/s e a 40 Gbit/s. A QFA terá um elevado rendimento para sinais AMI-RC cuja maioria do seu espectro esteja contida abaixo de frequências relativas a 40 GHz. Nessa situação, estão os sinais AMI-RC/50% e AMI-RC/25% a serem transmitidos a 10 Gbit/s, e os sinais AMI-RC/100% a serem transmitidos a 40 Gbit/s. No entanto, por interesse prático o circuito integrado que foi desenhado será apenas considerado em simulação (Capítulo 3) para sinais AMI-RC a serem transmitidos a 10 Gbit/s.

**Referências:**

- [1] S. Hahn, “*Hilbert transforms in signal processing*”, Artech House Publisher, Boston, 1996.
- [2] Ruben Sousa, Carlos Sousa, Manuel Violas, and Paulo Monteiro, “*3-37 GHz Multilayer Multisection 3 dB 90° Hybrid Coupler*”, Conftele 2005.
- [3] M. Sato, H. Shigematsu, Y. Inoue, T. Arai, K. Sawada, T. Takahashi, K. Makiyama, and T. Hirose, “*1.4-THz Gain-Bandwidth Product InP-HEMTs Preamplifier using An Improved Cherry-Hooper topology*”, IEEE GaAs Digest, pp. 167-170, 2002.
- [4] Chris D. Holdenried, Michael W. Lynch, and James W. Haslett, “*Modified CMOS Cherry-Hooper Amplifiers With Source Follower Feedback in 0.35  $\mu\text{m}$  Technology*”, IEEE, pp. 553-556, 2003.
- [5] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, “*Optical Single-sideband transmitter for various electrical signaling formats*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 24, No. 5, pp. 2059-2069, May 2006.
- [6] T. Silveira, A. Ferreira, P. Monteiro, A. Teixeira, and R. Ribeiro, “*Fully Integrable Optical Single Sideband Transmitter*”, in Proc. ICT 2006, May 2006, Madeira.
- [7] L. Amaral, and V. Silva, “*Emissor Óptico de Alto Débito em Banda Lateral Única*”, graduation final reporte, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.
- [8] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, “*Modeling and experimental validation of an x-cut four phase modulators structure*”, IEE Proc. – Optoelectron, vol. 153, No. 4, August 2006.
- [9] “OMMIC”: <http://www.ommic.com>.
- [10] OMMIC: *GaAs IC Design Manuals*, “*D01PH Design Manua l*”, 2006.
- [11] P. Monteiro, “*Optimização de Receptores com Pré-Amplificação Óptica para Sistemas de Elevado Débito*”, PhD Thesis, University of Aveiro, Aveiro, 1999.
- [12] Steve Winder, “*Analog and Digital Filter Design*”, Newnes, 2<sup>nd</sup> Edition, 2002.
- [13] B. Becciolini, “*Impedance Matching Networks Applied to RF Power Transistors*”, Freescale Semiconductor, Inc., 2005.
- [14] M. Lima, “*Optimização de Sistemas de Comunicação Baseados na Tecnologia WDM*,” PhD Thesis, Universidade of Aveiro, Aveiro, 2003.
- [15] Guillermo Gonzalez, “*Microwave Transistor Analysis and Design*”, Prentice-Hall, 1<sup>st</sup> Edition, 1984.



# Capítulo 3

## **Estudo por Simulação do Desempenho do Transmissor Óptico em Banda Lateral Única**

A transmissão óptica em SSB pode ser realizada por vários métodos segundo diferentes perspectivas. Um dos aspectos essenciais que deve ser ponderado verifica-se a nível do tipo de sinalização a transmitir. O sistema óptico que será utilizado pressupõe o recurso a sinais AMI. Estes sinais são caracterizados por possuírem um espectro com reduzidas componentes espectrais a baixas frequência e, além disso, apresentarem periodicidade na sua característica, com o seu período a ser determinado pelo formato elementar usado<sup>16</sup>.

Nas simulações que serão realizadas apenas se recorrerá a um pré-igualador eléctrico para compensação da dispersão cromática introduzida pela fibra óptica. Apesar da relevância da compensação óptica de dispersão no que diz respeito à melhoria da qualidade de transmissão, o que se pretende é criar um sistema simples que permita comparar a QFA com as tradicionais implementações do QF, tais como os acopladores

---

<sup>16</sup> Neste capítulo será considerado o formato elementar RC.

híbridos e, além disso, permitir aferir da capacidade dos diferentes métodos de transmissão óptica.

Neste capítulo serão apresentadas simulações de transmissão óptica em SSB para sinais AMI, recorrendo a um modulador OSSB. Na secção 5.1. será considerado um modulador OSSB cujos braços dos seus moduladores MZM, são controlados pelo sinal de informação e pela HT da sua réplica [1]. Nesta secção será criado um *setup* de um sistema óptico, de forma a avaliar o desempenho da estrutura HTA comparativamente às implementações convencionais do QF, tais como os acopladores híbridos, para as taxas de transmissão de 10 Gbit/s e 40 Gbit/s. Nesta situação, são considerados sinais AMI gerados electricamente com as subseqüentes limitações de largura de banda impostas pelos seus dispositivos eléctricos.

### **3.1. Modulação óptica em banda lateral única**

O adequado processamento dos sinais eléctricos que controlam os braços do modulador OSSB é condição fundamental para a implementação deste modelo. O DA apresentado no Capítulo 2 vai ser integrado no *setup* do sistema para aferir da sua viabilidade quanto alternativa a dispositivos convencionais, tais como os acopladores híbridos, cujas dimensões os torna pouco atractivos. Além disso, este circuito pode ser utilizado para gerar os três níveis da codificação AMI, pelo que a nível de simulação as suas limitações de largura de banda serão consideradas.

A eficiência do transmissor OSSB será testada com o código de linha AMI, cujo formato elementar é um co-seno elevado no tempo. Nas simulações que serão apresentadas nesta secção, o sinal AMI-RC possuirá dois tipos de FWHM: 25% e 50% do intervalo de bit.

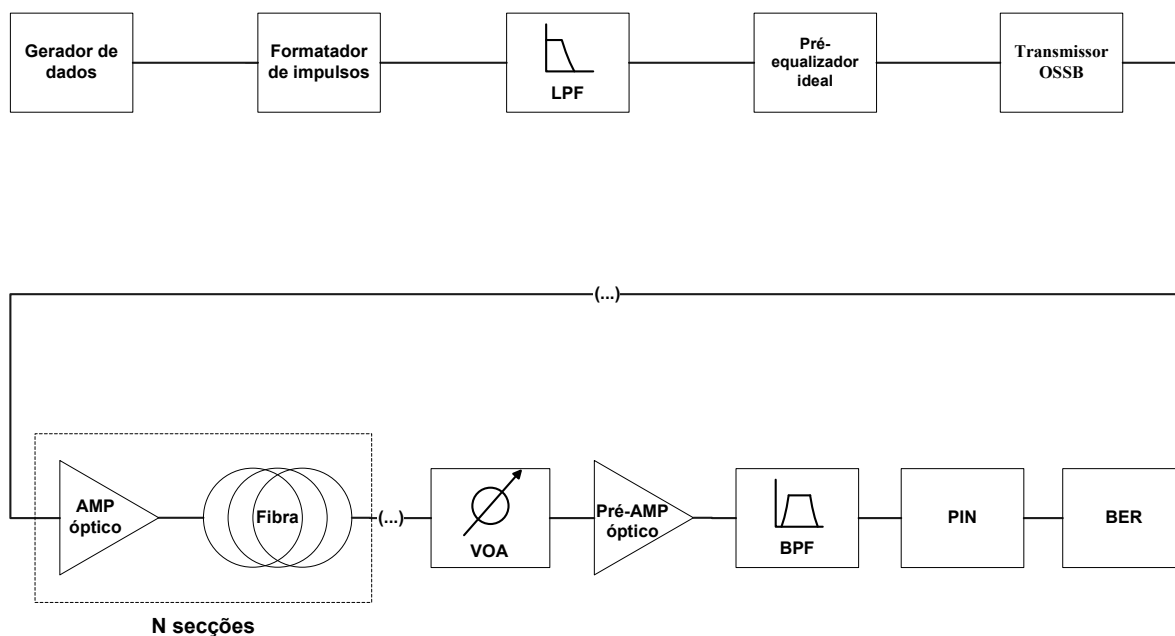
#### **3.1.1. Configuração do sistema**

As simulações foram realizadas utilizando a plataforma OSIP desenvolvida no Instituto de Telecomunicações na Universidade de Aveiro [2].

O *setup* do sistema que foi usado para simular o impacto dos efeitos de transmissão é apresentado na Figura 28. O sistema de teste proposto é basicamente



constituído por um pré-igualador do sinal eléctrico de dados, um transmissor OSSB, uma ligação multiseção de transmissão com amplificadores ópticos, e por um receptor PIN. As taxas de transmissão estudadas foram os 10 Gbit/s e os 40 Gbit/s.



**Figura 28: Esquemático do sistema considerando um transmissor OSSB.**

Para gerar sinais AMI-RC recorreu-se a uma sequência binária pseudo-aleatória de  $2^{11}-1$  bits com um factor de decaimento de 50%. De acordo com o descrito em [3], a geração dos três níveis de um sinal AMI pode ser realizada recorrendo a um amplificador diferencial, desde que ele possua ganhos idênticos para a frente<sup>17</sup>. Neste sentido, o sinal de informação foi, posteriormente, filtrado por um filtro de Bessel de quinta ordem com uma frequência de corte de  $3.8 \times \text{BitRate}$ , para simular as limitações em frequência dos componentes eléctricos. Assim, como as componentes de alta-frequência do sinal são atenuadas, o sinal aproxima-se mais da realidade pelo que está mais ajustado ao sistema que se pretende simular. E foi procedido à pré-igualação eléctrica do sinal obtido, considerando o modelo de uma linha dispersiva microfita.

<sup>17</sup> O circuito integrado apresentado no Capítulo 2 respeita essa condição. Além disso, a resposta em frequência desse amplificador diferencial pode ser modelado por um filtro passa-baixo de Bessel, de ordem 5 com 38 GHz de frequência de corte a 3 dB.

Do sinal de saída da pré-igualação e usando um dos métodos para implementar o QF (QFA ou acoplador híbrido), é obtida a HT da réplica do sinal eléctrico de informação. Estes sinais DSB são inseridos nos braços do modulador OSSB depois de alinhados temporalmente e polarizados convenientemente, para gerar sinais OSSB (ver a Figura 3). O laser usado, emite em contínuo a 193.55 THz (1550 nm) com uma largura espectral de 150 KHz, e com uma potência média de saída de 10 dBm.

Cada secção de transmissão possui um segmento de uma SSMF com 80 km e um EDFA. A SSMF é caracterizada por um parâmetro de dispersão de 17 ps/nm/km, um coeficiente de atenuação de 0.2 dB/km e por um coeficiente não linear de  $1.31 \text{ (W}\cdot\text{km)}^{-1}$ . O EDFA é caracterizado por uma figura de ruído igual a 5 dB e, é usado para impor uma determinada potência de entrada em cada secção da SSMF. Este valor de potência é um parâmetro que necessita de ser optimizado para melhorar a qualidade de transmissão. Para permitir que o sistema funcione com múltiplos canais (WDM), não foi colocado nenhum filtro óptico após cada EDFA. Foi, também, usado um pré-amplificador óptico no modo de saturação com ganho 30 dB, uma potência de saturação igual a 10 mW e uma figura de ruído de 5 dB, cuja potência de entrada é controlada por um atenuador óptico variável.

Um filtro óptico passa-banda foi colocado à entrada do receptor óptico para limitar o ruído de emissão espontânea do amplificador (ASE: Amplified Spontaneous Emission), modelado por um filtro super Gaussiano de terceira ordem com uma largura de banda a 3 dB igual a  $4 \times \text{BitRate}$ . Além de limitar o ruído que chega ao receptor, este filtro pode permitir a filtragem do canal desejado num sistema WDM.

O receptor é composto por um detector PIN com uma responsividade de 0.7, uma densidade espectral de ruído térmico de  $12 \times 10^{-12} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$  e uma corrente de escuridão de 1 nA. Foi, também, considerado o ruído quântico. Associado ao PIN, está um filtro de Bessel, passa-baixo de ordem 3, com uma frequência de corte a 3 dB igual a  $0.8 \times \text{BitRate}$ .

Como medida de desempenho foi considerado o factor de qualidade (factor-Q: *Quality Factor*). O factor-Q foi estimado recorrendo ao método semi-analítico dado por Rebola et al [4]. Outra medida utilizada para estimar o desempenho do transmissor é a razão de supressão de banda lateral (SSR: *Sideband Suppression Ratio*) de uma determinada frequência em relação à frequência da portadora [1]. Esta medida tem a vantagem de ser facilmente

implementada, quando efectuada a sua leitura através de um analisador de espectros ópticos experimental.

### 3.1.2. Apresentação de resultados a 10 Gbit/s

Os estudos que se seguem terão como intuito mostrar as potencialidades da QFA enquanto obtenção da HT de sinais que possuam um espectro com reduzida energia nas baixas frequências. Neste sentido, serão considerados sinais AMI-RC com diferentes FWHM, mas possuindo o mesmo factor de decaimento (50%).

Sabendo que, se deve usar um atraso  $T_d$  (ver a Figura 4) capaz de aglutinar a globalidade (ou quase) da energia do espectro eléctrico do sinal de informação e que a resposta em frequência da fase é apenas perfeita no intervalo  $\in ]-1/T_d; 1/T_d[$ , então para o sinal AMI-RC foram considerados os seguintes atrasos:

- i.  $T_d=50$  ps (um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada dois lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação);
- ii.  $T_d \approx 33.3$  ps (um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada três lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação).

Para que seja perceptível para o leitor apreender estas ideias, serão apresentados na Figura 29 os espectros eléctricos dos dois sinais AMI-RC (FWHM=25% e FWHM=50%) e a resposta em amplitude da QFA considerando os atrasos  $T_d = 50$  ps e  $T_d \approx 33.3$  ps. Nesta situação, será considerada a resposta em frequência da fase de uma QFAC, isto é, quando se pondera um atraso  $T = T_d/2$ <sup>18</sup> para garantir o sincronismo de fase dos sinais eléctricos à entrada do modulador OSSB no intervalo  $\in ]-1/T_d; 1/T_d[$  (ver a Figura 4). Isto é, o mesmo que considerar que existe um avanço de valor  $T$  capaz de compensar o atraso variável introduzido pela QFA.

---

<sup>18</sup> Nesta situação, considera-se que o atraso implícito ao DA, pertencente à estrutura QFA, é nulo.

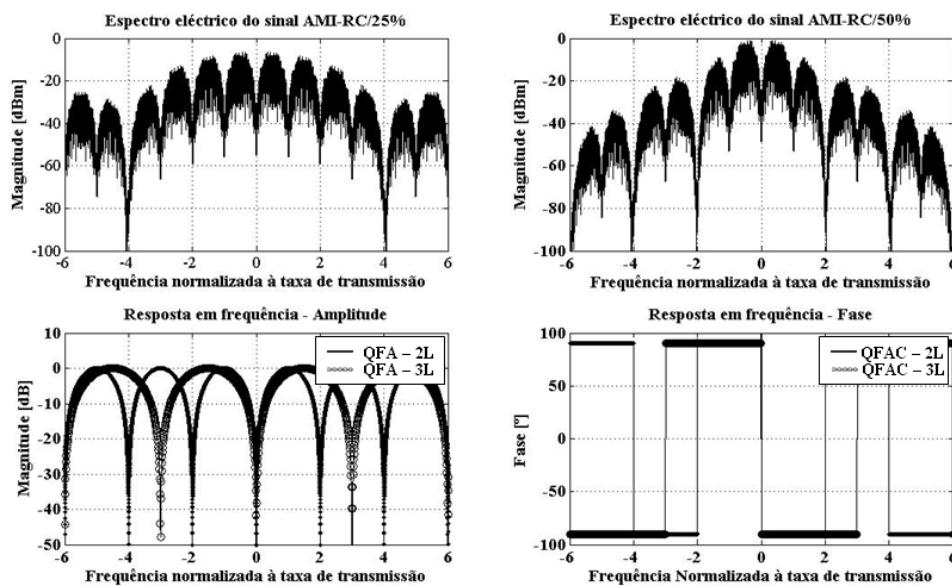


Figura 29: PSD de um sinal AMI-RC/50% e de um sinal AMI-RC/25%, e a resposta em frequência de uma QFA/QFAC com ( $T_d=50\text{ps}$  e  $T_d\approx 33.3\text{ps}$ ), de forma a aglutinarem dois lóbulos (2L) e três lóbulos (3L) do espectro eléctrico do sinal de informação.

Sabendo que apenas o primeiro lóbulo da resposta em amplitude da QFA apresenta uma resposta em fase perfeita da QFAC, será fundamental que este lóbulo aglutine quase a totalidade da energia espectral do sinal AMI-RC. Na Tabela 1 são apresentadas as energias do espectro de cada um dos sinais AMI-RC, para os diferentes atrasos considerados.

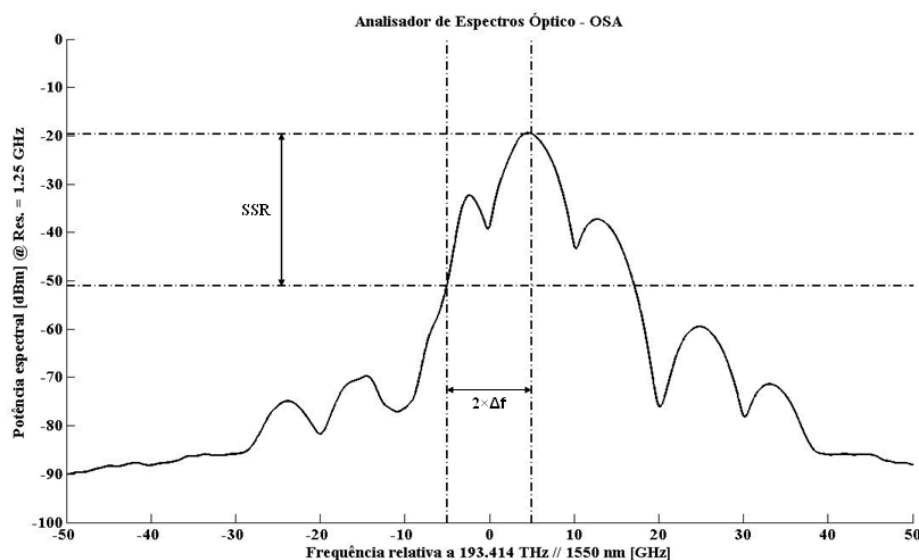
	$T_d=50\text{ ps}$	$T_d\approx 33.3\text{ ps}$
AMI-RC/25%	89.61	98.89
AMI-RC/50%	98.58	99.66

Tabela 2: Percentagem de energia do sinal nas diversas bandas do espectro, com correspondência ao primeiro lóbulo da resposta em amplitude da QFA.

Tal como seria esperado, a diminuição da largura a meia altura do impulso AMI-RC implica que o seu espectro se alargue na frequência, originando uma menor concentração de energia nas bandas de frequência do primeiro lóbulo da resposta em amplitude da QFA. Mesmo assim, pode-se considerar que praticamente toda a energia de todos os sinais considerados está acessível para ser transmitida.

O primeiro parâmetro do sistema a ser optimizado foi o índice de modulação. Este parâmetro é obtido através do controlo da percentagem de balanço aplicado ao modulador OSSB. Para analisar o impacto deste parâmetro na resposta do transmissor, foi utilizada a

medida da SSR que permite dar uma boa estimativa da potência suprimida de uma das bandas do sinal. Através desta medida é calculada a razão da densidade espectral de potência entre a banda não suprimida e a banda suprimida, em frequências situadas no ponto intermédio entre o valor da taxa de transmissão e a frequência da portadora óptica. Para sinais AMI-RC transmitidos a 10 Gbit/s, corresponde a calcular a razão das densidades espectrais de potência a frequências de 5 GHz da frequência da portadora (ver a Figura 30). Outra medida que pode ser utilizada para calcular a supressão de banda lateral, é baseada na razão de potência óptica das bandas laterais do sinal [5]. No entanto, ao contrário da SSR, esta medida é difícil de obter utilizando analisadores de espectros ópticos experimentais, pelo que foi optado usar, apenas, o SSR como medida de desempenho.

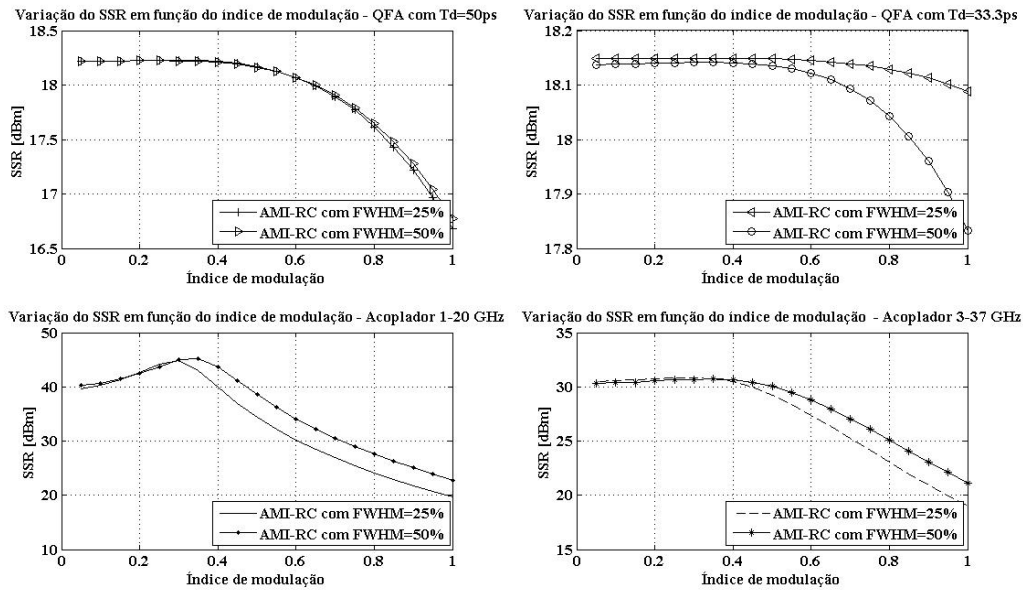


**Figura 30: Medida da SSR usando um analisador de espectros óptico, com  $\Delta f$  a ser a diferença de frequência em relação à frequência da portadora.**

A estimativa do índice de modulação óptico foi considerada nas seguintes situações (ver a Figura 31):

- i. Quando usada a QFA para implementar o QF, considerando os atrasos  $T_d = 50$  ps e  $T_d \approx 33.3$  ps, para obter a HT da réplica do sinal de informação. Nesta situação, serão utilizados os sinais AMI-RC com FWHM=25% e FWHM=50%;
- ii. Quando usados acopladores híbridos para implementar o QF. Serão considerados dois acopladores híbridos: “87310B Hybrid Coupler” da Agilent Technologies®,

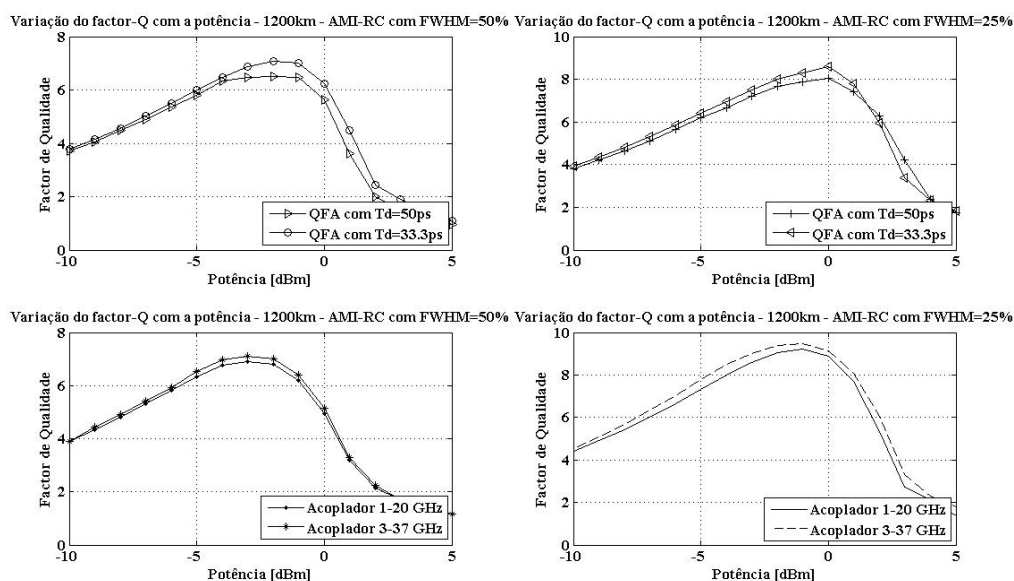
caracterizado por possuir uma gama de frequências de 1 GHz a 20 GHz [6], e um “3 to 37 GHz Multilayer Multisection 3 dB 90° Hybrid Coupler”, caracterizado por possuir uma gama de frequências de 3 GHz a 37 GHz [7]. Nesta situação, também, serão utilizados os sinais AMI-RC com FWHM=25% e FWHM=50%.



**Figura 31: Variação da SSR em função do índice de modulação.**

Em todas as situações apresentadas na Figura 31, verifica-se que os índices de modulação situados em torno de 0.3 são aqueles que permitem uma maior supressão de banda lateral. Além disso, os acopladores híbridos são os dispositivos que permitem obter uma maior SSR. Dentro destes, destaca-se aquele que apresenta uma gama de frequências de 1 GHz a 20 GHz.

Utilizando como referência o valor de 0.3 para o índice de modulação, tentou-se melhorar a qualidade de transmissão em todos os casos apresentados na Figura 31, pela optimização da potência à saída dos amplificadores ópticos presentes em cada secção de fibra (ver a Figura 32). O valor óptimo deste parâmetro do sistema é encontrado pelo compromisso entre uma potência que não seja demasiado elevada para não promoverem os indesejáveis efeitos não lineares, e uma potência que não seja demasiado reduzida sob pena de, com a atenuação, o ruído tornar-se demasiado significativo.



**Figura 32: Variação do factor de qualidade com a potência à saída dos amplificadores ópticos presentes em cada secção de fibra, considerando transmissão óptica para uma distância de 1200 km.**

A potência que cada amplificador óptico coloca à entrada de cada secção de fibra, deve ser a suficiente para compensar a sua atenuação (16 dB) e, ao mesmo tempo, evitar os inconvenientes introduzidos por fenómenos não lineares. A Figura 32 revela que o compromisso existente entre estes dois fenómenos é conseguido para potências à entrada de cada secção entre -3 dBm e 0 dBm, quando considerados sinais AMI-RC com FWHM=25% e FWHM=50% do intervalo de bit.

Para uma distância de 1200 km (15 secções de 80 km de fibra), verifica-se que o desempenho de cada um dos dispositivos que implementam o QF é semelhante<sup>19</sup>. No entanto, são visíveis algumas características que passo a enunciar:

- i. Relativamente à QFA – das simulações realizadas é importante destacar a melhoria de resultados quando se utilizava um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada três lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação, em relação à utilização

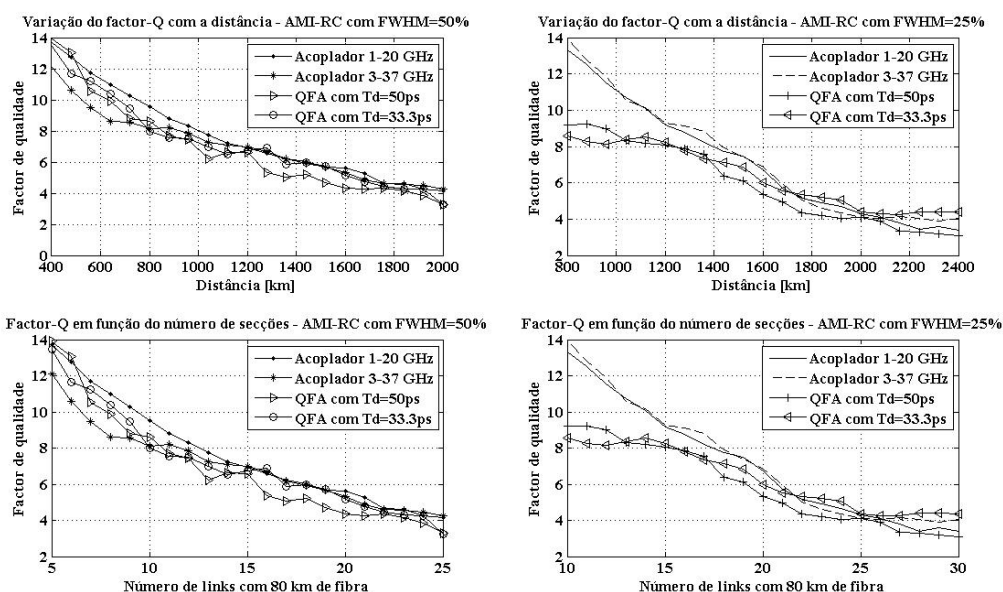
<sup>19</sup> Além da idêntica resposta relativamente à variação da potência colocada à entrada de cada secção, o valor de potência óptimo situa-se aproximadamente entre -3 dBm e -2 dBm para um sinal AMI-RC com FWHM=50% do intervalo de bit e, aproximadamente entre -1 dBm e 0 dBm para um sinal AMI-RC com FWHM=25% do intervalo de bit.

de apenas um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada dois lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação. Tal facto é explicável, se tivermos em consideração que é necessário que os lóbulos do espectro do sinal eléctrico estejam bem adaptados ao primeiro lóbulo da amplitude da função de transferência e, portanto, melhores resultados implicam maior energia do sinal nele contida.

- ii. Relativamente aos acopladores híbridos – os acopladores híbridos utilizados nas simulações possuem distintas características em frequência, mas apresentam um idêntico desempenho quando utilizados para estes tipos de sinalização. A vantagem de utilizar um acoplador híbrido com uma banda passante entre 1 GHz e 20 GHz relativamente ao que possui uma banda passante entre 3 GHz e 37 GHz, situa-se ao nível da menor frequência de corte inferior, o que reduz a degradação do sinal a baixas frequências. No entanto, a sua frequência de corte superior é um factor limitativo, pelo que o acoplador híbrido que possui uma frequência de corte superior mais elevada consegue conter mais componentes energéticas e, portanto, melhor desempenho entre os 20 GHz e os 37 GHz. Assim, pode-se dizer que o desempenho desejado seria com um acoplador que reunisse os pontos fortes de cada um dos acopladores híbridos reais.

Recorrendo ao valor óptimo da potência introduzida à entrada de cada secção de fibra referente a cada um dos dispositivos utilizados para implementar o QF, foram estudados os seus desempenhos relativamente à distância percorrida pelos sinais AMI-RC com um FWHM=50% e um FWHM=25% do intervalo de bit. Como medida de desempenho foi utilizado o factor de qualidade, usando como análise o método semi-analítico (ver a Figura 33).





**Figura 33: Variação do factor de qualidade com o comprimento de fibra: distância e número de secções com 80 km de fibra.**

Para a análise dos resultados apresentados na Figura 33, será, genericamente, considerada uma transmissão de qualidade, quando o sinal recebido apresenta uma Taxa de Erros (BER: *Bit Error Ratio*)  $<10^{-9}$  (factor-Q $>6$ ).

É possível observar a melhoria da qualidade de transmissão, se forem considerados sinais AMI-RC com um FWHM=25% do intervalo de bit, relativamente aos sinais AMI-RC com um FWHM=50% do intervalo de bit. Isto é consequência da maior tolerância à interferência intersimbólica para impulsos com menores FWHM. De acordo com as simulações realizadas, conseguem-se distâncias superiores a 1500 km (factor-Q $>6$ ) para sinais com um FWHM=25%, enquanto que são apenas conseguidas distâncias máximas de cerca de 1400 km (factor-Q $>6$ ) com sinais possuindo um FWHM=50% (é observável uma melhoria de cerca de 300 km para cada um dos dispositivos que implementam o QF).

A implementação que é proposta para o QF revela possuir um desempenho relativamente próximo quando comparada com o desempenho dos acopladores híbridos actuais. Contudo, possui a vantagem de ser altamente integrável. Além disso, é de salientar, a melhoria de resultados quando se utiliza um atraso  $T_d \approx 33.3$  ps relativamente a um atraso  $T_d \approx 50$  ps. Isto acontece, fundamentalmente, pelo excelente compromisso entre

as principais componentes energéticas do sinal e a resposta em amplitude da função de transferência da QFA, quando considerado um atraso  $T_d \approx 33.3$  ps.

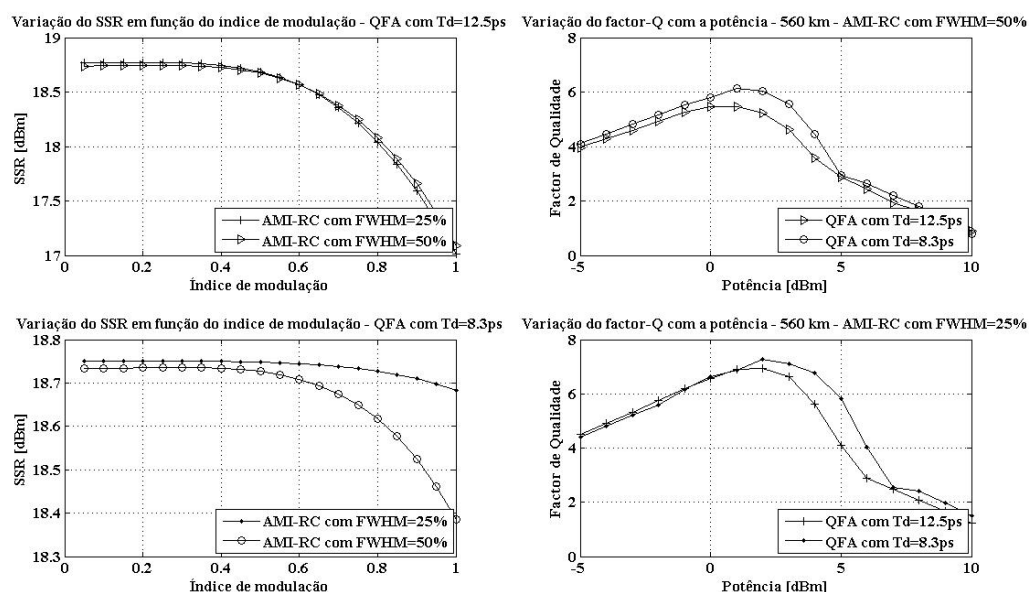
### 3.1.3. Apresentação de resultados a 40 Gbit/s

De acordo com o que foi estudado para a transmissão a 10 Gbit/s, foram realizadas simulações com o sistema apresentado no ponto 3.1.1., utilizando sinais AMI-RC transmitidos a 40 Gbit/s.

O estudo que será apresentado terá como pressuposto o recurso a componentes eléctricos que possuam largura de banda com a mesma ordem de grandeza do utilizado em taxas de transmissão de 10 Gbit/s. Isto significa que, será idealmente considerada a implementação de um gerador de sinais AMI e a realização de um amplificador diferencial, com uma resposta em frequência modelada por um filtro de Bessel de quinta ordem com uma frequência de corte de  $3.8 \times \text{BitRate}$ . Apesar de, actualmente, não existirem componentes eléctricos que consigam operar até essas frequências, é de interesse analisar qual seria o desempenho do sistema nessas circunstâncias.

Para esta taxa de transmissão foram considerados os atrasos  $T_d = 12.5$  ps e  $T_d \approx 8.3$  ps, o que corresponde à utilização de um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada dois lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação e um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada três lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação, respectivamente.

Para melhorar a qualidade de transmissão foram optimizados o índice de modulação e a potência introduzida à entrada de cada secção de fibra, para cada sinal AMI-RC (ver a Figura 34). Como medidas de desempenho foram utilizados a SSR e o factor de qualidade, respectivamente.

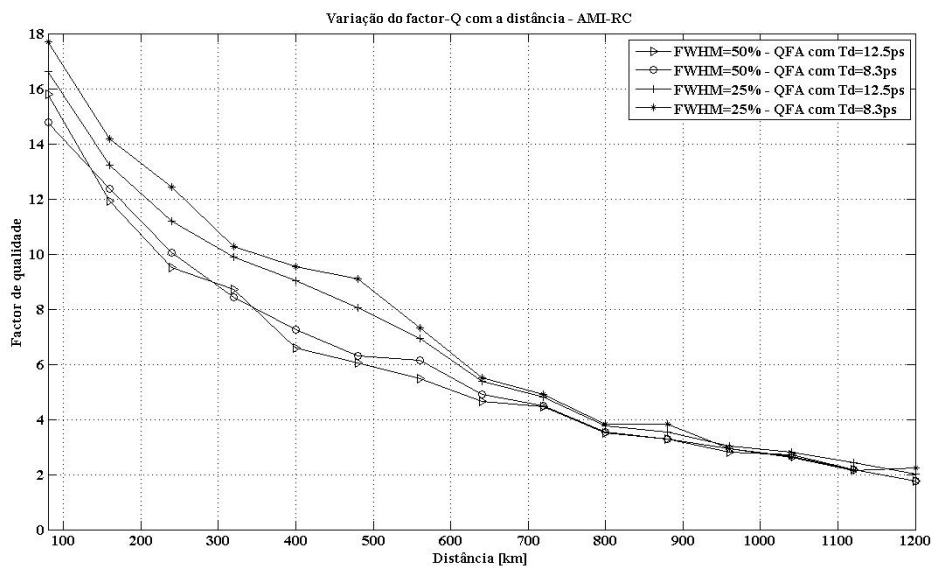


**Figura 34: Variação da SSR em função do índice de modulação e variação do factor-Q com a potência à saída dos amplificadores ópticos presentes em cada secção de fibra, considerando transmissão óptica para uma distância de 560 km.**

De acordo com o que é visível na Figura 34, obtém-se a máxima supressão de banda lateral para índices de modulação pertencentes à gama de valores entre 0.1 e 0.4. Foi considerado o valor de 0.3 para o índice de modulação utilizado nas simulações desta secção.

O valor óptimo encontrado para a potência imposta pelos amplificadores ópticos à entrada de cada secção de fibra é superior ao verificado para a taxa de transmissão de 10 Gbit/s. Sabendo que os fenómenos indesejáveis introduzidos pelos efeitos não lineares são tão mais acentuados quanto maior for a distância percorrida na fibra, então pelo facto de a optimização deste parâmetro ser efectuada com uma distância de teste de 560 km, resulta num acréscimo de potência óptica que é permitida à entrada de cada secção, sem que esses fenómenos se tornem dominantes. A Figura 34 permite aferir que o compromisso existente entre a atenuação introduzida pela fibra (16 dB) e os efeitos não lineares prejudiciais, situa-se para potências ópticas entre 1 dBm e os 2 dBm.

Considerando o valor óptimo do índice de modulação e da potência óptica imposta à entrada de cada secção, nas diversas implementações do QF, foi realizado um estudo para aferir da capacidade de transmissão para diversos comprimentos de fibra (ver a Figura 35).



**Figura 35: Variação do factor de qualidade com distância percorrida na fibra.**

O sistema utilizado para transmitir sinais AMI-RC permite usar comprimentos de fibra superiores a 500 km mantendo uma  $BER < 10^{-9}$ . Os melhores resultados são conseguidos com sinais que possuem menor FWHM. Os sinais AMI-RC com um FWHM=25% conseguem ser transmitidos a distâncias superiores a 600 km, sem que a degradação da qualidade do sinal seja significativa<sup>20</sup>.

Tal como sucedera a 10 Gbit/s, para um dado sinal AMI-RC, a qualidade de transmissão é estatisticamente melhorada quando considerado um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada três lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação, em relação à utilização de apenas um lóbulo da amplitude da função de transferência por cada dois lóbulos do espectro eléctrico do sinal de informação.

### 3.2. Conclusões

A utilização de uma estrutura altamente integrável como é o caso da QFA, permite encará-la como uma alternativa viável a convencionais implementações do QF, tais como os acopladores híbridos, para sinais eléctricos de informação que possuam reduzidas componentes energéticas a baixas frequências. Os resultados por ela obtidos,

<sup>20</sup> O limiar desse valor situa-se para  $Q=6$ .

traduzidos a nível de desempenho do sistema, assemelham-se bastante aos dos acopladores híbridos existentes.

Nas simulações apresentadas foram considerados dois valores de FWHM para o sinal AMI-RC: FWHM a 50% e a 25% do intervalo do bit. O que é importante concluir é que à medida que os impulsos do sinal de entrada se tornam mais estreitos, se obtém distâncias máximas superiores para as quais se tem uma  $BER < 10^{-9}$ . Para 10 Gbit/s de taxa de transmissão, as distâncias máximas situam-se acima dos 1500 km para um FWHM a 25% do intervalo de bit, enquanto que, para um FWHM a 50% do intervalo de bit não ultrapassam os 1400 km. Com as considerações ideais efectuadas para os sinais AMI-RC transmitidos a 40 Gbit/s, obtém-se, também, melhores resultados para FWHM a 25% do intervalo de bit (ver a Figura 35)<sup>21</sup>.

Foram realizados estudos para cada FWHM utilizando um determinado atraso,  $T_d$ , responsável pela derivação. Para 10 Gbit/s de taxa de transmissão, foram utilizados os atrasos:  $T_d = 50$  ps (um lóbulo da amplitude da função de transferência da QFA por cada dois lóbulos do espectro do sinal eléctrico de informação) e  $T_d \approx 33.3$  ps (um lóbulo da amplitude da função de transferência da QFA por cada três lóbulos do espectro do sinal eléctrico de informação). Para a transmissão de sinais AMI-RC a 40 Gbit/s, o raciocínio é análogo: os nulos aparecem em frequências 4 vezes superiores e os atrasos são de apenas  $\frac{1}{4}$  dos valores utilizados no caso anterior. Assim, um lóbulo da resposta em frequência da amplitude da QFA abrange dois e três lóbulos do espectro do sinal eléctrico de informação, quando utilizados atrasos  $T_d$  com valores de 12.5ps e de 8.3ps, respectivamente. Das simulações realizadas é importante destacar a melhoria de resultados quando se utilizava um lóbulo da amplitude da função de transferência da QFA por cada três lóbulos do espectro do sinal eléctrico de informação. Tal facto é explicável se tivermos em conta que é necessário que os lóbulos do espectro do sinal eléctrico estejam bem adaptados ao primeiro lóbulo da amplitude da função de transferência. Em todos os estudos efectuados é de referir a proximidade entre os resultados utilizando a QFA e os acopladores híbridos reais, pelo que esta nova estrutura apresenta excelentes probabilidades de sucesso.

---

<sup>21</sup> Para sinais AMI-RC transmitidos a 40 Gbit/s conseguem-se distâncias superiores a 600 km com um factor- $Q > 6$ .

**Referências:**

- [1] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, “*Optical Single-sideband transmitter for various electrical signaling formats*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 5, pp. 2059-2069, May 2006.
- [2] A. Ferreira and T. Silveira, “*Projecto de um Equipamento Terminal Óptico em Banda Lateral Única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2004.
- [3] Francisco Afonso, and Nuno Farinha, “*Formatação de sinalização aplicada a emissores ópticos de alto débito para banda lateral única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.
- [4] J. L. Rebola, and A.V.T. Cartaxo, “*Performance evaluation of optically preamplified receivers with partially polarised noise and arbitrary optical filtering: a rigorous approach*”, IEE Proc.-Optoelectron., vol. 152, no. 5, October 2005.
- [5] P. Charrua and A. Cartaxo, “*Optimized filtering for AMI-RZ and DCSRZ SSB signals in 40 Gb/s/ch based UDWDM systems*”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 17, no. 1, pp. 223–225, January 2005.
- [6] Agilent 87300B,C,D and 87301B,C,D,E Directional Couplers, “*87310B Hybrid Coupler*”, Agilent Technologies.
- [7] R. Sousa, C. Sousa, M. Violas, P. Monteiro, “*3 to 37 GHz Multilayer Multisection 3 dB 90° Hybrid Coupler*”, Conftele 2005.

# Capítulo 4

## Concepção de um Gerador de Sinais AMI-NRZ/RZ

Neste capítulo, será apresentada uma estrutura capaz de gerar sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ. O modelo terá como base a solução proposta em [1] que se baseia na cascata de dois blocos: um de codificação diferencial [2] e outro de geração de três níveis<sup>22</sup>. Será, adicionalmente, introduzido um bloco (modulador óptico) capaz de gerar sinais ópticos de dupla banda lateral (ODSB: *Optical DoubleSide Band*), de forma a posteriormente serem sujeitos a uma operação de filtragem óptica tendo em vista a supressão de uma das bandas do sinal e, consequentemente, gerar sinais OSSB.

Será, também, mostrada uma estrutura alternativa de gerar sinais AMI-NRZ/RZ sem que seja necessário utilizar um codificador diferencial, e cuja ideia recorre à geração de sequências pseudo-aleatórias. Esta configuração permite simplificar a concepção estrutural do codificador AMI-NRZ/RZ e, portanto, tornar a geração deste tipo de sinais mais atractiva (esta estrutura é apenas utilizável com geradores de sequências pseudo-aleatórias, e é vista com uma estrutura de teste). Além disso, será apresentado um gerador de três níveis óptico, cujo

---

<sup>22</sup> Este gerador funciona como um interferómetro entre dois sinais de informação.

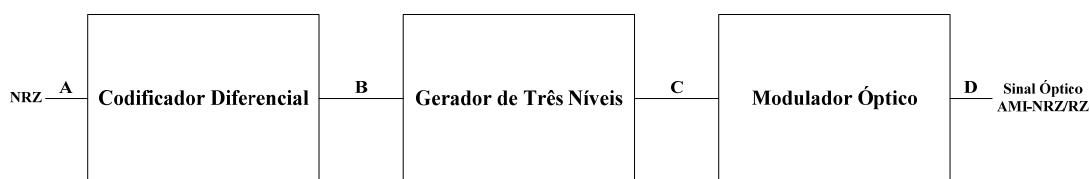
princípio está subjacente ao facto de este gerador ser um sistema linear e invariante no tempo.

Este capítulo está dividido em três secções fundamentais, nas quais, a secção 4.1. apresenta a especificação de cada um dos blocos do gerador eléctrico AMI-NRZ/RZ tendo por base a solução proposta em [1], a secção 4.2. descreve a sua estrutura simplificada e, além disso, apresenta a nível de simulação a comprovação conceptual da sua viabilidade, tanto a nível de geração de sinais com codificação AMI-NRZ/RZ, tal como a nível de geração de sinais com codificação duobinária, e a secção 4.3. apresenta uma configuração que permite a geração dos três níveis da codificação AMI a nível óptico para evitar as limitações eléctricas e otimizar o desempenho do transmissor para taxas de transmissão de 10 Gbit/s e 40 Gbit/s.

#### 4.1. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ

A geração de sinais AMI-NRZ/RZ é condição fundamental para a transmissão óptica que se pretende efectuar. A necessidade de se encontrar uma realização prática para esse tipo de sinais, levou a que se efectuasse um estudo aprofundado de possíveis configurações.

Numa primeira abordagem, procurou-se implementar a solução descrita em [1]. Essa estrutura é basicamente constituída por um codificador diferencial e um gerador de três níveis que determina o sinal AMI-NRZ/RZ a considerar. Adicionalmente, introduziu-se um bloco em cascata aos restantes, de forma a gerar sinais ODSB. Estes sinais serão posteriormente sujeitos a uma operação de filtragem óptica tendo em vista gerar sinais OSSB, pela supressão de uma das bandas do sinal original. A Figura 36 apresenta o diagrama de blocos com a estrutura capaz de gerar sinais ópticos AMI-NRZ/RZ.

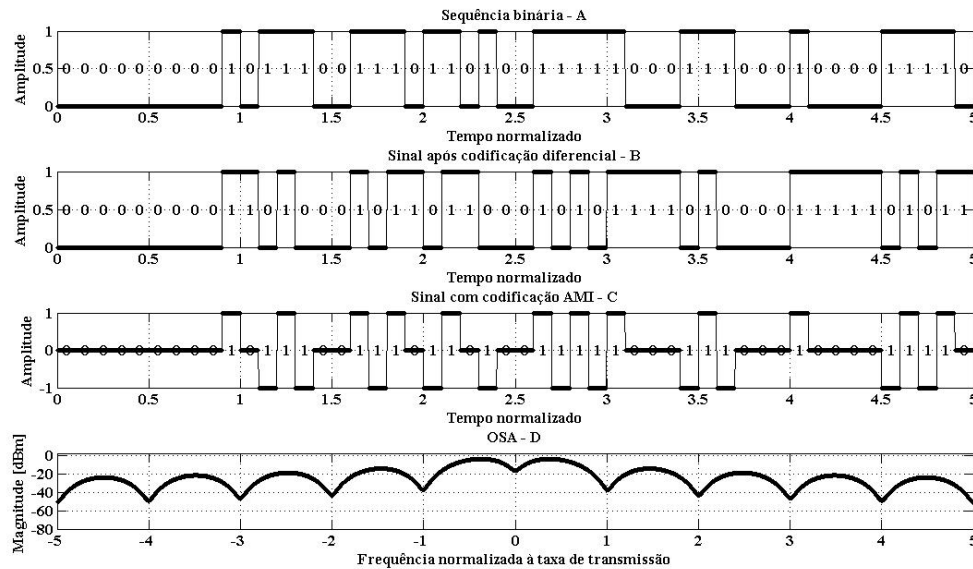


**Figura 36: Diagrama de blocos do conversor de NRZ para AMI-NRZ/RZ – versão 1.**

Se forem considerados sinais binários cujo formato elementar é um NRZ à entrada da estrutura apresenta na Figura 36 e, além disso, se o gerador de três níveis estiver projectado de forma a criar sinais AMI-NRZ/RZ, então, um possível diagrama temporal dessa estrutura pode ser dado pela Figura 37. Será, também, apresentado um espectro



do sinal óptico obtido à sua saída, a partir de um analisador de espectros óptico (OSA: *Optical Spectrum Analyser*).



**Figura 37: Diagramas temporais nos pontos A, B, C, e o espectro óptico no ponto D da estrutura apresentada na Figura 36.**

Numa primeira análise, a estrutura apresentada na Figura 36 gera correctamente a codificação de sinais AMI-NRZ/RZ, uma vez que a cada dois 1s da sequência binária tipo NRZ, são gerados símbolos de igual amplitude mas com sinal contrário e, além disso, proporciona a modulação de sinais ODSB tendo em vista um processo de filtragem óptica para suprimir uma das bandas laterais.

#### 4.1.1. Codificador diferencial

Num sistema óptico cujo sinal a transmitir é um AMI-NRZ/RZ concebido a partir de um gerador de três níveis<sup>23</sup>, necessita de possuir um receptor com a capacidade de decodificar este sinal. A regra de decodificação deste receptor é dada por [1-3]:

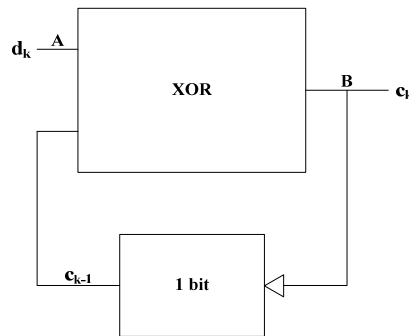
$$x_k = y_k + x_{k-1} \quad (4.1)$$

<sup>23</sup> A geração de três níveis para o sinal AMI-NRZ/RZ possui a seguinte regra de codificação:  $y_n = x_n - x_{n-1}$ , onde  $x_n$  é a sequência binária a codificar e  $y_n$  a sequência binária codificada.

onde,  $x_k$  é a sequência binária descodificada e  $y_k$  a sequência binária a descodificar.  $x_k$  é descodificado de acordo com o valor de  $x_{k-1}$ , pelo que os erros de descodificação tendem a ser propagados. Sempre que o bit anteriormente descodificado estiver errado, propaga esse erro para todos os bits que lhe sucedem, até que surja um segundo erro que corrija o primeiro. Esta situação pode ser evitada, se este codificador for deslocado para o transmissor, com a utilização de um pré-codificador (codificador diferencial) [1-3]. Assim, é gerada uma correcta codificação AMI-NRZ/RZ, no sentido que a detecção não acarretará erros de propagação. A codificação diferencial,  $c_k$ , do sinal de dados,  $d_k$ , pode ser expressa da seguinte forma [2, 3]:

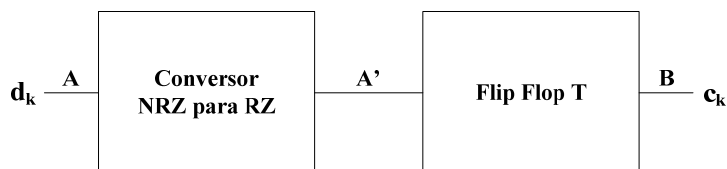
$$c_k = c_{k-1} \oplus d_k \quad (4.2)$$

Esta operação pode ser implementada recorrendo à utilização de um OR exclusivo (XOR: *exclusive-OR*) e um atraso correspondente a um símbolo da sequência binária tipo NRZ, tal como é apresentado na Figura 38 [1, 2].



**Figura 38: Diagrama de blocos do codificador diferencial – versão 1.**

No entanto, a nível de realização prática torna-se bastante difícil implementar um atraso de 1 bit na malha de realimentação da porta XOR para elevadas taxas de transmissão, tais como, 10 Gbit/s ou 40 Gbit/s. Em alternativa, a codificação diferencial pode ser realizada por uma cascata de dois blocos: um conversor de sinais com formatação NRZ em sinais com formatação RZ e um Flip Flop T (ver a Figura 39) [1].



**Figura 39: Diagrama de blocos do codificador diferencial.**

O Flip Flop T funciona como um pré-codificador do gerador de três níveis (atraso variável e amplificador diferencial), no qual o estado à sua saída muda em cada transição ascendente do sinal de entrada. O diagrama temporal da estrutura exibida na Figura 39, no qual se pode aferir da operação XOR existente entre cada bit da sequência original de dados e o bit que é obtido na anterior operação XOR, pode ser observado na Figura 40.

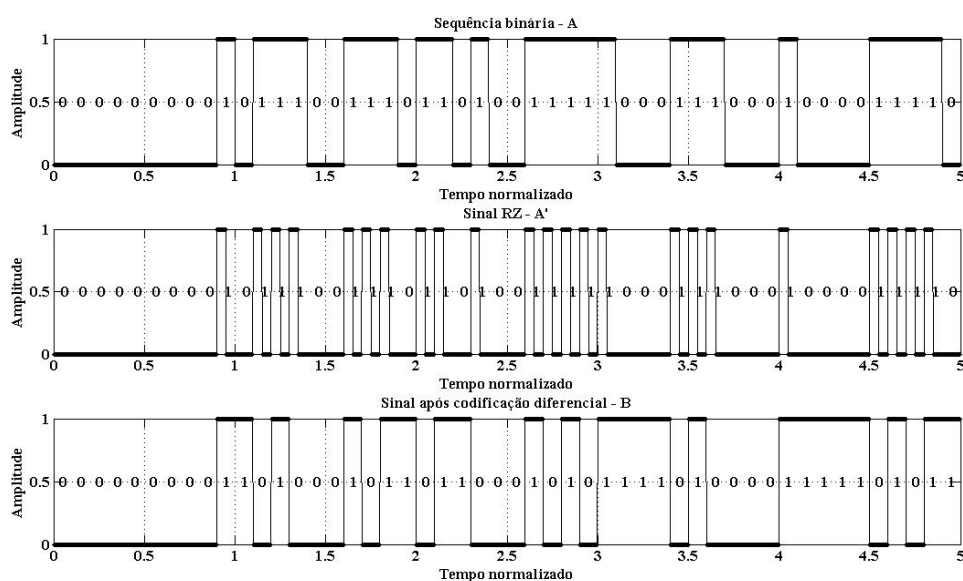
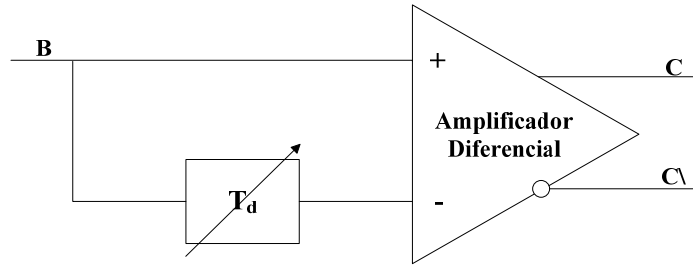


Figura 40: Diagrama temporal do codificador diferencial apresentado na Figura 39.

#### 4.1.2. Gerador de três níveis

A codificação diferencial por si só não permite obter sinais com codificação AMI a partir de sinais com formatação em NRZ, mas é um meio que quando conjugado com o denominado gerador de três níveis possibilita a sua concepção.

O gerador de três níveis da codificação AMI é conceptualmente constituído por um bloco que permite a diferença entre dois sinais (amplificador diferencial) e um atraso variável,  $T_d$ , que no máximo será igual à duração temporal de um símbolo da sequência binária tipo NRZ (ver a Figura 41) [1].



**Figura 41: Diagrama de blocos do gerador de três níveis.**

Se for considerada a saída não inversora do amplificador diferencial, então a função de transferência do gerador de três níveis,  $H(w)$ , pode ser dada por:

$$H_{\text{aprox\_quad}}(w) = [1 - e^{-j \cdot w \cdot T_d}] \cdot A \cdot H_{\text{FPBX}}(w) \quad (4.3)$$

onde,  $w$  é a frequência angular. O primeiro termo da expressão,  $[1 - e^{-j \cdot w \cdot T_d}] \cdot A$ , refere-se à amplificação diferencial com ganho  $A$  entre o sinal de informação e a sua réplica atrasada por  $T_d$ . O segundo termo da expressão,  $H_{\text{FPBX}}$ , é a função transferência usada para simular as limitações em frequência do DA.

O atraso  $T_d$  introduzido na entrada inversora do DA determina o sinal AMI. Se  $T$  definir a duração temporal de um símbolo da sequência binária, o sinal resultante com codificação AMI pode ser caracterizado da seguinte forma:

$$\begin{cases} T_d = T & , \text{ AMI - NRZ} \\ T_d < T & , \text{ AMI - RZ} \end{cases} \quad \text{com} \quad \delta = \frac{T_d}{T} \times 100\% \quad (4.4)$$

onde,  $\delta$  corresponde ao *duty-cycle* do sinal AMI-RZ considerado.

Portanto, o atraso introduzido por  $T_d$  vai determinar a característica do sinal AMI. A Figura 42 apresenta o diagrama temporal de uma sequência binária com formatação em NRZ e o resultado que é obtido quando este sinal é sujeito à codificação imposta pela cascata de um codificador diferencial com um gerador de três níveis. Para tal, são considerados dois atrasos  $T_d$ :

- i.  $T_d = T$ , que proporciona a geração de sinais com codificação AMI cujo formato elementar é um NRZ;
- ii.  $T_d = T/2$ , que proporciona a geração de sinais com codificação AMI cujo formato elementar é um RZ com *duty-cycle* de 50%.

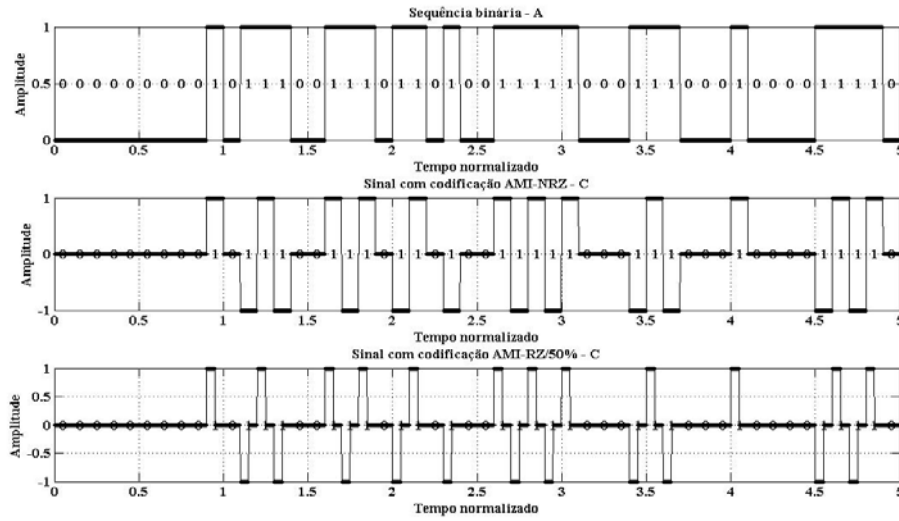


Figura 42: Diagrama temporal de uma sequência binária e suas codificações AMI com formato: NRZ ( $\delta=1$ ) e RZ/50% ( $\delta=0.5$ ).

#### 4.1.3. Modulador óptico

A estrutura do modulador óptico que irá ser utilizado para modular sinais AMI-NRZ/RZ baseia-se num laser a emitir em contínuo a 193.55THz e um MZM, cujos seus braços (moduladores de fase) são controlados por sinais eléctricos de igual amplitude ( $C'$  e  $C''$ ). Do ponto de vista conceptual, a correcta obtenção dos dois sinais é conseguida recorrendo a amplificadores eléctricos (ver a Figura 43).

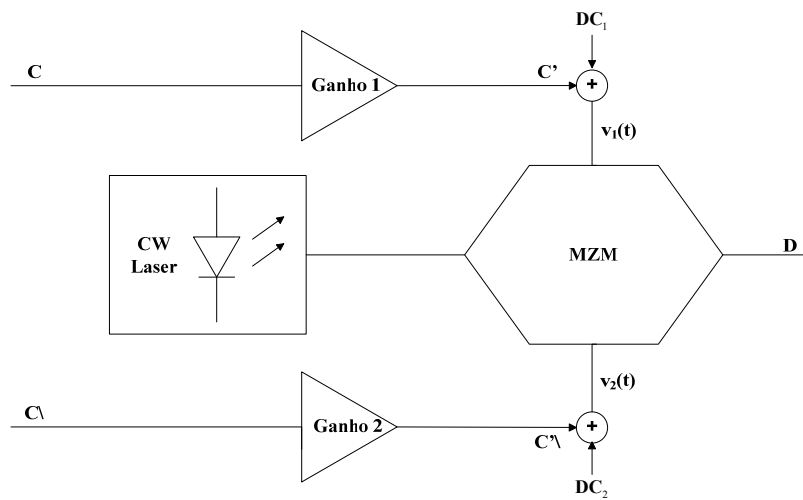


Figura 43: Diagrama de blocos do modulador óptico.

A modulação de um sinal eléctrico para um campo óptico pode ser conseguida através de um MZM. Um MZM apresenta dois moduladores de fase em paralelo com os seus terminais conectados por junções Y. Se for considerado um MZM ideal, as suas junções Y são caracterizadas por uma razão separação/cominação de 50/50 e, além disso, cada modulador de fase possui idênticas perdas de inserção e comprimento. Dentro destas condições, no instante de combinação, os campos eléctricos têm idênticas amplitudes e, portanto, obtém-se uma razão de extinção infinita à saída deste dispositivo. No entanto, a nível de implementação estes dispositivos não possuem razão separação/cominação de exactamente 50/50 ou as perdas de um dos braços é diferente da do outro, pelo que as amplitudes do campo eléctrico são diferentes no momento de combinação, o que implica uma razão de extinção finita.

Considerando as limitações de construção, o campo eléctrico à saída do MZM,  $E_{OUT}$ , pode ser dado pela seguinte expressão [4, 5]:

$$E_{OUT}(t) = \frac{E_{IN}}{1+\gamma} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{v_1(t)}{2 \cdot V\pi} + \frac{j \cdot \theta}{2}\right) + \frac{E_{IN} \cdot \gamma}{1+\gamma} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{v_2(t)}{2 \cdot V\pi} + \frac{j \cdot \theta}{2}\right) \quad (4.5)$$

onde, o tempo é representado por  $t$  e o campo eléctrico de entrada é representado por  $E_{IN}$ , considerando como sinal de entrada uma CW. O factor de escala,  $\gamma$ , caracteriza o não balanceamento da razão separação/cominação estabelecida entre os braços do MZM. Para um MZM ideal,  $\gamma=1$ . A diferença de fase introduzida pelos diferentes comprimentos dos moduladores de fase é dada por  $\theta$  ( $\theta=0$ , se for considerado um MZM ideal).  $V\pi$  é a tensão de comutação do MZM, e as tensões  $v_1(t)$  e  $v_2(t)$ , correspondem aos sinais eléctricos aplicados nos braços superior e inferior do MZM, respectivamente. As tensões aplicadas nos braços do MZM permitem variar a fase do campo óptico à saída do seu modulador de fase. Além disso, o deslocamento de fase obtido em cada um dos moduladores de fase necessita de possuir simetria *push-pull* um em relação ao outro [5]. Dentro destas circunstâncias, campo eléctrico,  $E_{OUT}$ , é dado por:

$$E_{OUT}(t) = \frac{E_{IN}}{1+\gamma} \cdot \exp\left(j \cdot \pi \cdot \frac{v_1(t)}{2 \cdot V\pi} + \frac{j \cdot \theta}{2}\right) + \frac{E_{IN} \cdot \gamma}{1+\gamma} \cdot \exp\left(-j \cdot \pi \cdot \frac{v_1(t)}{2 \cdot V\pi} - \frac{j \cdot \theta}{2}\right) \quad (4.6)$$

A forma como o controlo dos braços do MZM é efectuada, pode ser vista de duas formas alternativas:

- i. Usando dois eléctrodos e uma massa, no qual é introduzido num dos eléctrodos um sinal e no outro eléctrodo o seu complementar;
- ii. Usando um eléctrodo e duas massas (desenho em x-cut [5]), em que o sinal é aplicado nesse mesmo eléctrodo.

Tendo em consideração o que foi referido anteriormente e, além disso, supondo que se utiliza um MZM ideal ( $\gamma=1$  e  $\theta=0$ ), o campo eléctrico à sua saída,  $E_{OUT}$ , pode ser expresso por:

$$E_{OUT} = E_{IN} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_1(t)}{V_\pi}\right) \quad (4.7)$$

Para se compreender a forma como o MZM será polarizado para modular correctamente um AMI-NRZ/RZ, é apresentada a expressão que define a potência normalizada à saída do MZM,  $T(v_1)$  [6]:

$$T(v_1) = \left| \cos\left(\pi \cdot \frac{v_1}{2 \cdot V_\pi}\right) \right|^2 \quad (4.8)$$

onde,  $v_1$  tem de garantir a correcta polarização para a geração de um sinal óptico AMI-NRZ/RZ (tensão DC  $V_{DC1}$ <sup>24</sup>) e possuir um sinal ( $V_{SINAL1}$ <sup>25</sup>) com um determinado ganho ( $G_1$ <sup>26</sup>) que permita um correcto deslocamento de tensão na entrada do modulador de fase. Neste sentido, a tensão  $v_1$  pode ser caracterizada da seguinte forma:

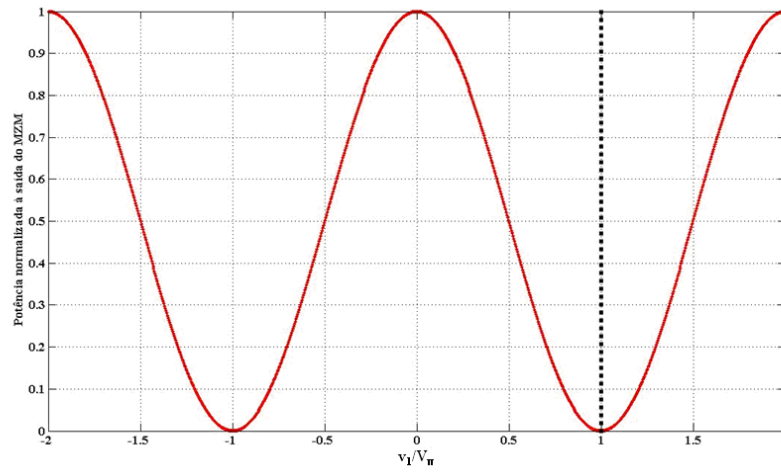
$$v_1 = G_1 \cdot v_{SINAL1} + V_{DC1} \quad (4.9)$$

De acordo com a expressão (4.8), a função periódica que define  $T(v_1)$  pode ser vista na Figura 44:

<sup>24</sup> Deve-se considerar  $V_{DC1}=V_\pi$ , de forma a polarizar correctamente o MZM para sinais AMI-NRZ/RZ.

<sup>25</sup> Considera-se um sinal de entrada de  $\pm 1$  V.

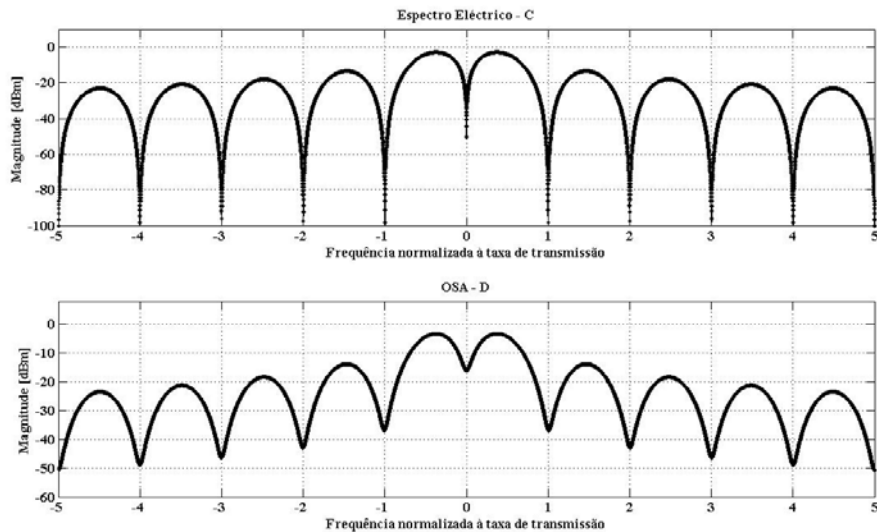
<sup>26</sup> Deve-se considerar um ganho igual a  $x \cdot V_\pi$ , onde  $x$  define o índice de modulação ( $0 \leq x \leq 1$ ), de forma a garantir a correcta excursão de tensão à entrada do modulador óptico.



**Figura 44: Potência normalizada à saída de um MZM,  $T(v_1)$ .**

A Figura 44 revela a periodicidade de  $T(v_1)$  com período  $2 \cdot V_\pi$ , onde a variação de  $v_1$  entre 0 e  $V_\pi$  permite a comutação entre o máximo e o mínimo da potência de saída. A fase óptica é deslocada  $\pi$  sempre que o ponto mínimo de transmissão é cruzado [5].

Na situação particular, de se pretender modular um sinal AMI-NRZ/RZ, deve-se polarizar o MZM na situação de mínimo da potência de saída. A figura 10 apresenta os espectros dos sinais presentes em C e D, referentes ao diagrama de blocos apresentado na Figura 43.



**Figura 45: Espectro eléctrico do sinal AMI-NRZ (C) e, respectivo, espectro óptico após modulação ODSB (D).**

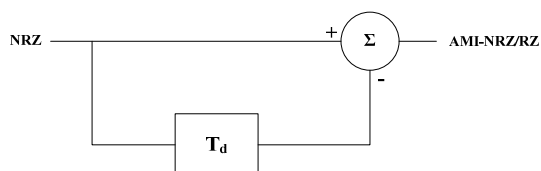


#### 4.2. Modelo eléctrico simplificado para gerar sinais AMI-NRZ/RZ

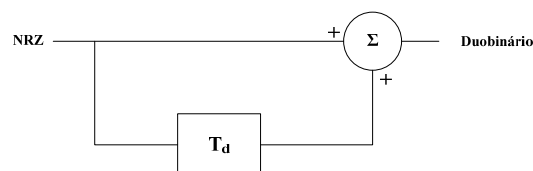
A estrutura apresentada na Figura 36 permite converter sinais binários NRZ em sinais AMI-NRZ/RZ para quaisquer sequências do sinal NRZ. No entanto, a possibilidade de diminuir a complexidade dessa estrutura levou a que se estudasse formas alternativas de gerar electricamente sinais AMI-NRZ/RZ.

Analisando a configuração inicialmente proposta (ver a Figura 36), dois dos seus três blocos aparentam ser fundamentais para a sua realização: o gerador de três níveis porque gera um sinal com três níveis, característico deste tipo de codificação, e o modulador óptico porque permite criar um sinal óptico AMI-NRZ/RZ DSB. Assim, o único bloco que poderá ser simplificado ou, até mesmo eliminado, será o codificador diferencial.

Analogamente ao que sucede com a geração de sinais com codificação AMI-NRZ/RZ, a geração de sinais com codificação duobinária pressupõe o recurso a um codificador diferencial. Aliás, a similaridade na concepção destes dois tipos de sinalização é bastante elevada, sendo apenas distinta na forma de criação dos seus três níveis (ver as Figuras 46 e 47) [1, 3].



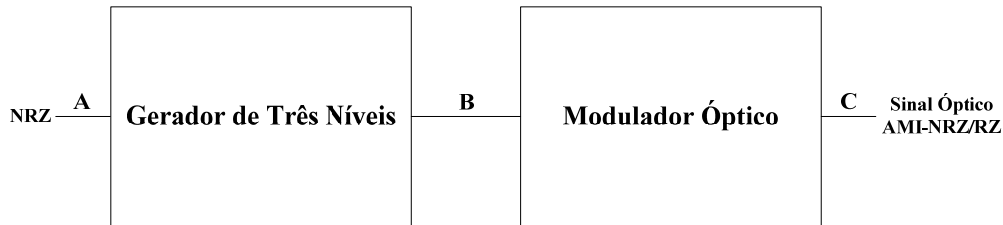
**Figura 46: Gerador de três níveis para AMI-NRZ/RZ.**



**Figura 47: Gerador de três níveis para Duobinário.**

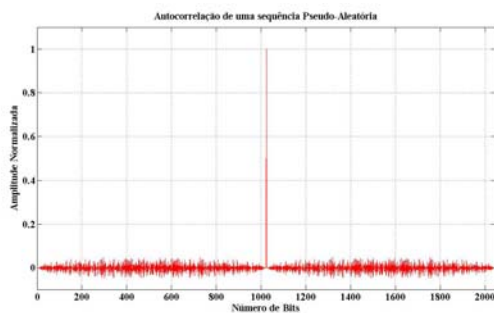
Em ambos os casos, a necessidade de um codificador diferencial pode ser suprimida, se para tal forem utilizadas sequências pseudo-aleatórias [2]. Estas sequências têm a propriedade de efectuar a mesma operação que a codificação diferencial, mas com a sequência resultante deslocada um determinado número de bits em relação à que seria esperado obter [2]. Assim, e sabendo que o medidor de taxas de erros (BERT: *Bit Error Ratio Tester*) é capaz de alinhar as sequências de dados do transmissor e do receptor, o atraso existente entre elas não acarreta nenhuma consequência na medição da taxa de erros. Neste sentido, o codificador diferencial pode ser eliminado sem prejuízos, se for considerada transmissão de dados com

seqüências pseudo-aleatórias e, portanto, o conversor NRZ para AMI-NRZ/RZ pode ser simplificado de acordo com o que é apresentado na Figura 48.

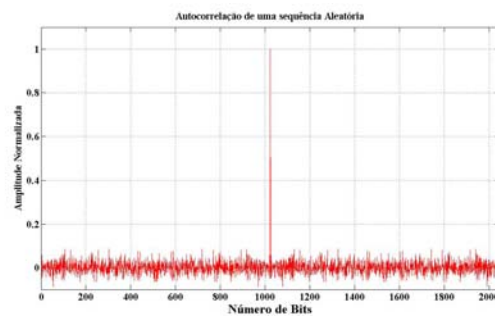


**Figura 48: Diagrama de blocos do conversor NRZ para AMI-NRZ/RZ – versão 2.**

As seqüências pseudo-aleatórias são geradas a partir de um circuito com um registo de deslocamento, portas “OU exclusivo” e uma malha de realimentação. Estas seqüências são seqüências binárias periódicas cuja função de autocorrelação se assemelha à função de autocorrelação de uma seqüência binária aleatória (ver as Figuras 49 e 50).

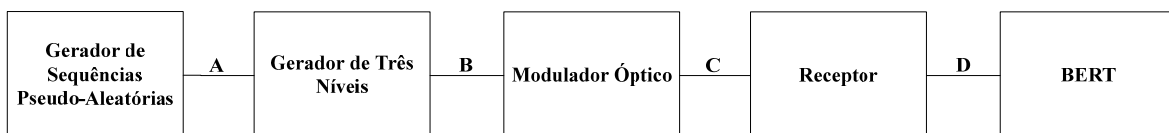


**Figura 49: Autocorrelação de uma seqüência pseudo-aleatória.**



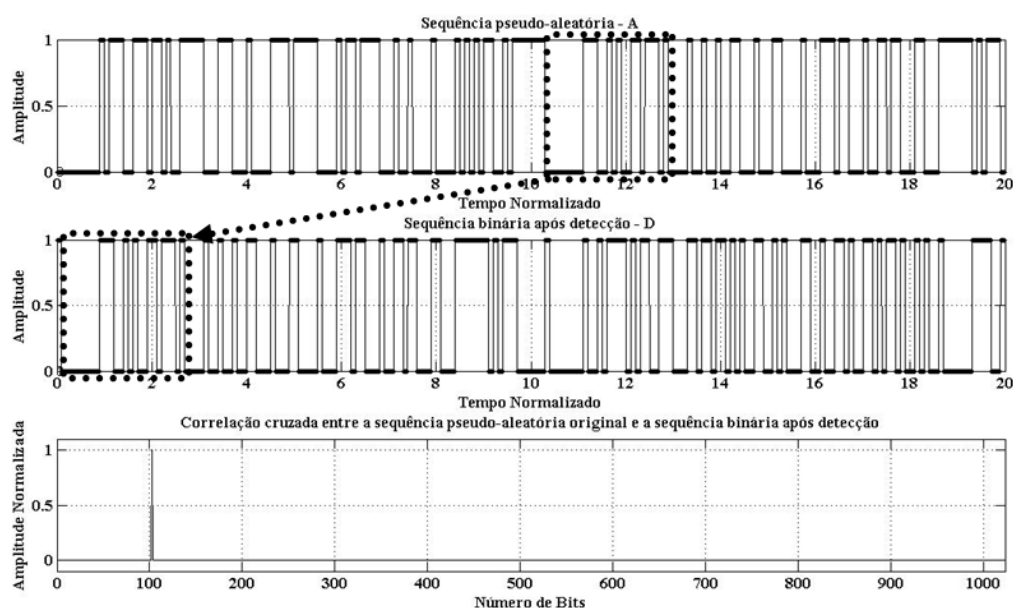
**Figura 50: Autocorrelação de uma seqüência aleatória.**

As seqüências pseudo-aleatórias são seqüências de comprimento máximo de  $2^N - 1$  bits, em que N representa o comprimento do registo de deslocamento usado. De forma a comprovar a viabilidade do conversor apresentado na Figura 48, vai ser considerada uma seqüência pseudo-aleatória de  $2^{10} - 1$ , a introduzir na entrada do gerador de três níveis, e um sistema óptico *back-to-back* de acordo com o que é mostrado na Figura 51.



**Figura 51: Diagrama de blocos do sistema óptico *back-to-back* para testar o conversor apresentado na Figura 48.**

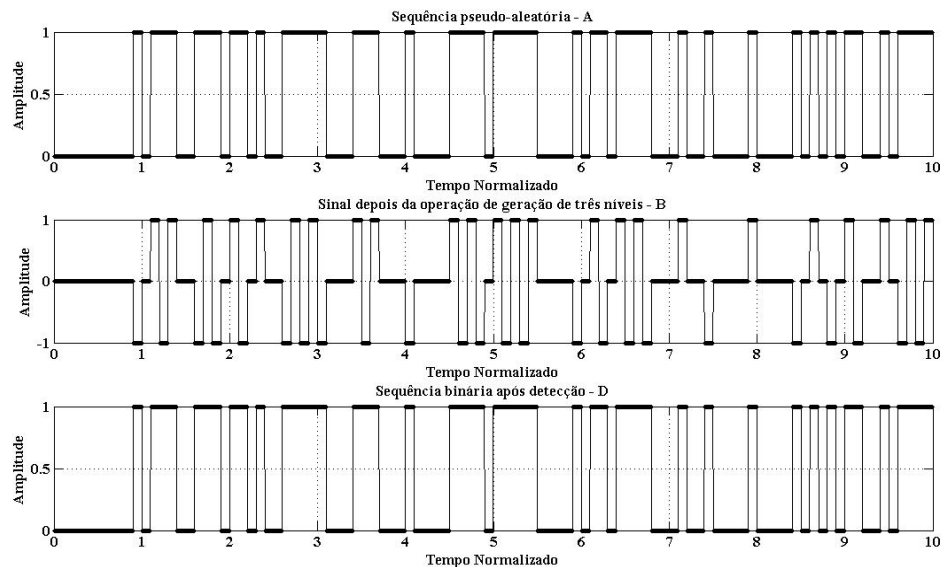
A sua análise será realizada a nível de correlação cruzada entre a sequência original de dados e a sequência que será detectada com um fotodíodo PIN. Se as duas sequências estiverem correlacionadas entre si, então é possível estimar o atraso existente entre elas e, portanto, obter a prova de princípio de que a codificação foi correctamente realizada. A Figura 52 exhibe os diagramas temporais da sequência pseudo-aleatória original e da aquela que é resultante após detecção e, além disso, apresenta a correlação cruzada entre elas.



**Figura 52: Diagramas temporais da sequência pseudo-aleatória original (A) e da resultante após detecção (D); Gráfico da correlação cruzada entre elas.**

A sequência de dados que é obtida após a detecção por um fotodíodo PIN está deslocada um determinado número de bits da sua sequência original. As duas sequências estão correlacionadas entre si e, portanto, a partir da sua correlação cruzada, o deslocamento temporal existente entre ambas pode ser determinado. Nesta situação particular, será necessário deslocar 103 bits de forma a alinhar temporalmente as duas sequências. No entanto, mesmo dentro das sequências pseudo-aleatórias de  $2^{10}-1$ , o deslocamento temporal pode ser diferente. Tudo depende do polinómio que será utilizado. O que é importante salientar neste momento, é que independentemente da sequência pseudo-aleatória utilizada, as sequências gerada e a detectada estão correlacionadas e, portanto, são alinháveis temporalmente.

A Figura 53 mostra os diagramas temporais referentes às situações A, B e D, do diagrama de blocos apresentado na Figura 51. Os diagramas temporais referentes às situações B e D, já foram submetidos ao deslocamento de 103 bits correspondente ao desalinhamento em relação à sequência pseudo-aleatória original.



**Figura 53: Diagramas temporais referentes às situações A, B e D, do diagrama de blocos apresentado na Figura 51.**

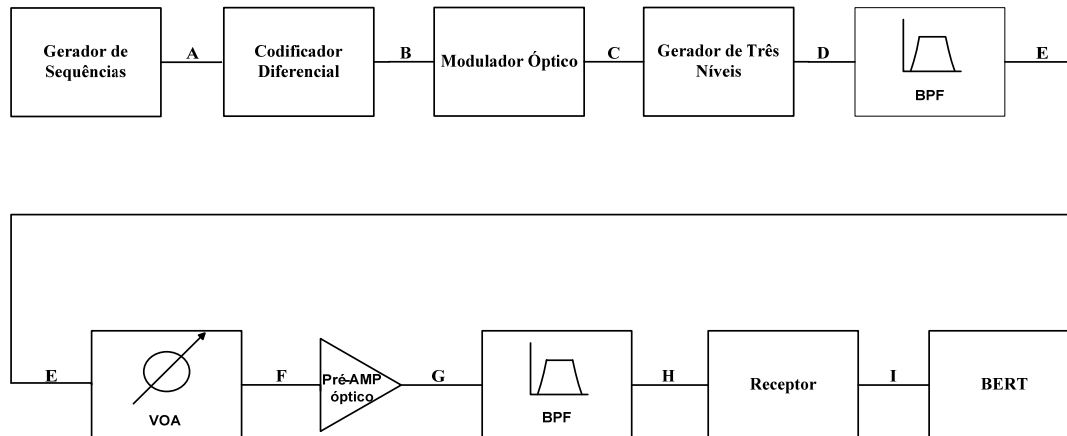
Pelo que é visível, quando se procede ao alinhamento das sequências por um número de bits que é predeterminado a partir da correlação cruzada das sequências gerada e detectada, consegue-se obter uma perfeita conversão NRZ para AMI-NRZ/RZ. Pelo que se pode dizer que as sequências pseudo-aleatórias possuem determinadas características que por si só tornam possível detectar a sequência original de dados.

#### **4.3. Gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ em banda lateral única**

Uma das carências inerentes à geração eléctrica de sinais com a codificação AMI-NRZ/RZ transmitidos a elevados débitos binários situa-se a nível das limitações de largura de banda dos componentes eléctricos actuais. Esta limitação torna-se tanto mais significativa quanto maior for o débito binário e menor o *duty-cycle* do formato elementar RZ.

Partindo do princípio que o gerador de três níveis é um sistema linear e invariante no tempo<sup>27</sup>, então esta estrutura pode ser deslocada para uma posição pós modulação, e evitar as suas limitações.

Para que seja perceptível este novo princípio é apresentado na Figura 54, um sistema óptico *back-to-back* capaz de transmitir sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB<sup>28</sup>.



**Figura 54: Diagrama de blocos de um sistema óptico *back-to-back* para transmissão de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB.**

De acordo com o estudado na secção 4.1.1., a codificação diferencial permite realizar a operação XOR entre cada bit da sequência original de dados e o bit que é obtido na anterior operação XOR (ver a Figura 40). O sinal binário NRZ e o seu complementar, após terem sido sujeitos à operação de codificação diferencial, serão responsáveis por controlar os braços do modulador óptico (ver a Figura 43). Com estes sinais<sup>29</sup> polarizados devidamente<sup>30</sup>, é gerado

<sup>27</sup> O gerador de três níveis utilizado para codificar o sinal AMI-NRZ/RZ é formado por uma operação elementar (+), entre um sinal binário NRZ e o seu complementar atrasado um determinado nível temporal.

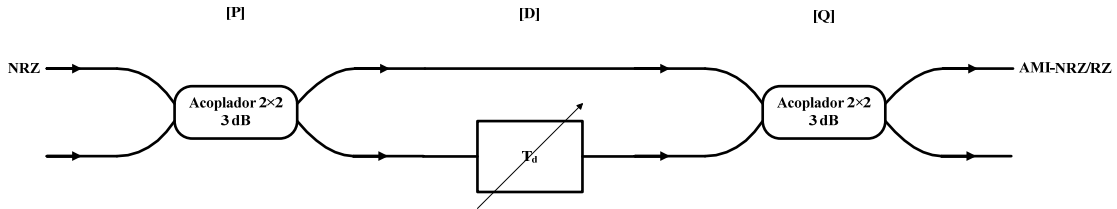
<sup>28</sup> Serão omitidos os parâmetros dos componentes extra gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB.

<sup>29</sup> Os sinais NRZ têm quase a totalidade do seu espectro contido nas frequências abaixo do valor de taxa de transmissão. Neste sentido, as limitações eléctricas a nível de largura de banda são minimizadas e, portanto, a qualidade de transmissão é melhorada.

<sup>30</sup> A polarização dos sinais NRZ que controlam os braços do MZM, devem seguir as seguintes características:

- Tensão DC aplicada aos sinais RF:  $V_{DC1} = -V\pi/4$  e  $V_{DC2} = V\pi/4$ ;
- Sinal AC com tensão de  $\pm 0.5$  V;
- Deve-se considerar um ganho igual a  $x \cdot V\pi$ , onde  $x$  define o índice de modulação ( $0 \leq x \leq 1$ ), de forma a garantir a correcta excursão de tensão à entrada do modulador óptico.

um sinal óptico NRZ DSB que será, posteriormente, introduzido numa estrutura óptica que gerará a codificação AMI-NRZ/RZ (ver a Figura 55).



**Figura 55: Gerador de três níveis óptico.**

Um gerador de três níveis óptico para codificar sinais AMI-NRZ/RZ é basicamente constituído por dois acopladores ópticos 2×2 e por uma linha de atraso variável<sup>31</sup>. Esta estrutura é semelhante à estrutura de um interferómetro de Mach-Zehnder (MZI: *Mach-Zehnder Interferometer*), no qual o atraso  $T_d$  corresponderia ao controlo de sintonia.

O MZI pode ser construído conectando dois acopladores direccionais de 3 dB em série. O primeiro acoplador divide o sinal de entrada em duas porções iguais, que adquirem deslocamentos de fase diferentes se os comprimentos de braço forem distintos, antes que interfirirem no segundo acoplador. O sinal pode ser retirado de qualquer um dos dois portos de saída, dependendo da sua frequência e dos comprimentos do braço.

Seja considerado o acoplador óptico 2×2 apresentado na Figura 56, com as entradas  $IN_1$  e  $IN_2$ , e saídas  $OUT_1$  e  $OUT_2$ , respectivamente.



**Figura 56: Acoplador óptico 2×2.**

A resposta deste dispositivo pode ser dada na sua forma matricial (parâmetros S)

$$\begin{bmatrix} OUT_1 \\ OUT_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j \cdot \sqrt{\alpha} \\ j \cdot \sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IN_1 \\ IN_2 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

<sup>31</sup> O atraso imposto por esta linha deve ser sempre igual ou inferior à duração temporal de um bit da sequência binária NRZ que é fornecida pelo gerador de sequências de dados.

onde,  $\alpha$  é o factor de acoplamento ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ).

Voltando à Figura 55, a matriz que representa as relações entre os vários terminais, pode ser obtida pela multiplicação das matrizes dos três blocos constituintes.

$$\begin{bmatrix} S_{11}(f) & S_{12}(f) \\ S_{21}(f) & S_{22}(f) \end{bmatrix} = [P][D][Q] = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(-j\omega T_d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Desenvolvendo a expressão 4.10 relativamente a  $S_{11}(f)$ <sup>32</sup>, chega-se à seguinte expressão:

$$\begin{aligned} S_{11}(\omega) &= (1-\alpha) - \alpha \cdot e^{-j\omega T_d} \\ &= \frac{1}{2} \cdot (1 - e^{-j\omega T_d}), \quad \text{com } \alpha = 0.5 \end{aligned} \quad (4.12)$$

onde,  $\omega$  é a frequência angular. O primeiro termo da expressão,  $[1 - e^{-j\omega T_d}]$ , refere-se à pseudo operação de diferença entre o sinal de informação e a sua réplica atrasada por  $T_d$ .

A expressão encontrada para o gerador de três níveis óptico é semelhante à de uma estrutura eléctrica. Apesar de no conceito ambas as estruturas serem idênticas, a estrutura óptica impõe uma atenuação de um factor de  $\frac{1}{2}$  ao sinal, que no entanto, pode ser devidamente compensada pela inclusão de amplificadores ópticos. Contudo, por se tratar de uma estrutura óptica, ela não está tão limitada a nível de largura de banda como acontece a nível eléctrico.

O sinal ODSB de saída do gerador de três níveis óptico terá de ser sujeito a uma operação de filtragem óptica para a supressão de uma das suas bandas laterais. Para a realização desta operação será considerado um filtro óptico passivo, que poderá ser o X-Tract (Tunable Optical Channel Drop Unit) da Anritsu<sup>®</sup>, modelado a nível de simulação por um filtro super Gaussiano, cuja ordem e frequência de corte dependem da configuração do mesmo. Nas próximas quatro figuras serão apresentados os espectros ópticos relativos à transição de um sinal óptico NRZ DSB para outro sinal óptico após ter sido sujeito às etapas de codificação (gerador de três níveis óptico) e filtragem óptica de uma das suas bandas laterais<sup>33</sup>.

<sup>32</sup> Relação entre a saída AMI-NRZ/RZ (onda transmitida) e a entrada NRZ (onda incidente) (ver a Figura 55).

<sup>33</sup> Será, também, apresentado um diagrama de olho correspondente ao sinal eléctrico AMI-NRZ/RZ com um FWHM=50% do intervalo de bit, após a recepção.

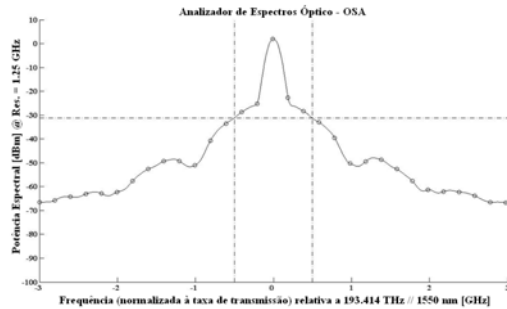


Figura 57: OSA de um sinal óptico NRZ DSB.



Figura 58: OSA de um sinal óptico AMI-NRZ/RZ DSB.

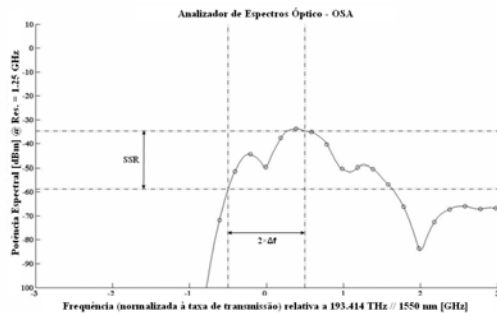
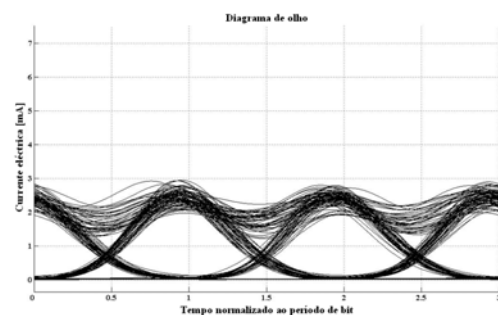
Figura 59: OSA de um sinal óptico AMI-NRZ/RZ SSB, com  $\Delta f$  a ser a diferença de frequência em relação à frequência da portadora.

Figura 60: Diagrama de olho do sinal eléctrico após a recepção.

#### 4.4. Conclusões

A solução que inicialmente foi proposta por F. Afonso e N. Farinha [1] para a geração de sinais AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ é conceptualmente robusta. Além disso, é independente da sequência binária que se utilize, pelo que se pode dizer que é universal.

No entanto, se a pretensão for simplificar o conversor eléctrico NRZ para AMI-NRZ/RZ, então pode-se recorrer a uma estrutura alternativa (ver a Figura 48) que elimina um dos blocos da configuração inicialmente proposta – codificador diferencial (ver a Figura 36). Esta estrutura pressupõe o recurso a sequências pseudo-aleatórias que devido às suas propriedades tornam possível a realização da mesma operação que a codificação diferencial, mas com a sequência resultante deslocada um determinado número de bits em relação à que seria esperado obter [2]. Assim e, sabendo que o BERT é capaz de alinhar as sequências de



dados do transmissor e do receptor, o atraso existente entre elas não acarreta nenhuma consequência na medição da taxa de erros. Esta estrutura apesar de simples e compacta, deixa de ser universal porque só é realizável para sequências pseudo-aleatórias e é vista, portanto, apenas como uma estrutura de teste.

A geração de sinais AMI-NRZ/RZ a nível eléctrico implica que os seus componentes possuam larguras de banda muito superiores ao débito binário que é transmitido. Esta exigência torna impossível a realização deste bloco para taxas de transmissão iguais ou superiores a 40 Gbit/s. Uma alternativa viável pressupõe a passagem deste gerador para o nível óptico, através da aplicação das propriedades dos sistemas lineares e invariantes no tempo. Este gerador óptico é, basicamente, constituído por dois acopladores  $2 \times 2$  de 3 dB e uma linha de atraso óptica. Desta forma, ultrapassam-se as limitações eléctricas e optimiza-se a transmissão deste tipo de sinais. Além disso, pressupõem-se, nesta situação, a modulação de sinais binários NRZ e a obtenção de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB através de filtragem óptica.

**Referências:**

- [1] F. Afonso, and N. Farinha, “*Formatação de sinalização aplicada a emissores ópticos de alto débito para banda lateral única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.
- [2] H. Shankar, “*Duobinary Modulation For Optical Systems*”, Inphi Corporation, <http://www.inphi-corp.com/products/whitepapers/DuobinaryModulationForOpticalSystems.pdf>.
- [3] Ferrel G. Stremler, “*Introduction to Communication Systems*”, Addison Wesley, 3<sup>rd</sup> edition, 1990.
- [4] S. Walklin, and J. Conradi, “*Effect of Mach-Zehnder Modulator DC Extinction Ratio on Residual Chirp-Induced Dispersion in 10-Gb/s Binary and AM-PSK Duobinary Lightwave Systems*”, IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 9, No. 10, pp. 1040-1042, October 1997.
- [5] D. Fonseca, A. Cartaxo, and P. Monteiro, “*Modeling and experimental validation of an x-cut four phase modulators structure*”, IEEE Proc. – Optoelectron, vol. 153, No. 4, August 2006.
- [6] E. Wooten, K. Kissa, A. Yi-Yan, E. Murphy, D. Lafaw, P. Hallemeier, D. Maack, D. Attanasio, D. Fritz, G. McBrien, and D. Bossi, “*A Review of Lithium Niobate Modulators for Fiber-Optic Communications Systems*”, IEEE Journal Selected Topics Quantum Electronics, vol. 6, No. 1, pp. 69-82, 2000.

# Capítulo 5

## Implementação de um Transmissor Óptico de Sinais AMI-NRZ/RZ de Elevado Débito

A implementação de um transmissor óptico de sinais AMI-NRZ/RZ a 10 Gbit/s e a 40 Gbit/s será a principal linha orientadora deste capítulo. Numa primeira abordagem, estudar-se-á a viabilidade da estrutura apresentada na Figura 36 (a estrutura mostrada na Figura 48 tida como alternativa é uma sua subestrutura) [1]. No entanto, a presunção de uma concepção idealista, tal como é anunciado, revela ser muito difícil de implementar. Neste sentido, tentar-se-á encontrar modelos alternativos, de forma a minimizar o impacto nefasto que uma implementação prática acarreta.

Este capítulo é dividido em duas secções principais. A secção 5.1. apresenta a caracterização dos componentes utilizados na implementação do conversor NRZ para AMI-NRZ/RZ a utilizar em taxas de transmissão de 10 Gbit/s e, também, o estudo de algumas configurações que permitem implementar a estrutura idealmente proposta num sistema óptico. A secção 5.2. apresenta um estudo idêntico ao que é realizado na secção 5.1., mas recorrendo a componentes com capacidade de a implementar para taxas de transmissão de 40 Gbit/s.

### 5.1. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ (10 Gbit/s)

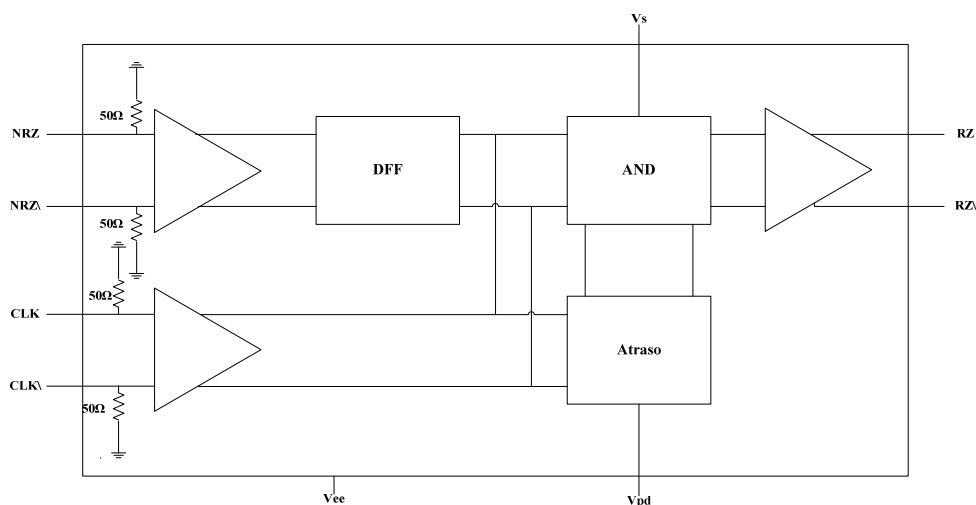
Numa análise a nível de simulação, a estrutura apresentada na Figura 36 permite obter correctamente a codificação AMI desejada. Esta conclusão pressupõe que todos os seus elementos são ideais. No entanto, a nível de realização prática esta configuração revela algumas limitações. A utilização de apenas um atraso variável na entrada inversora do amplificador diferencial implica que o atraso de propagação introduzido por esse mesmo dispositivo seja muito superior ao atraso que deveria existir entre as duas entradas do amplificador diferencial (igual ou inferior a 1 bit da sequência binária). Além disso, o recurso a um amplificador diferencial para realizar a diferença entre dois sinais, implica que os seus ganhos para frente sejam iguais, para que o sinal AMI-NRZ/RZ possua um diagrama de olho balanceado.

De forma a implementar o conversor NRZ para AMI-NRZ/RZ a 10 Gbit/s, foram disponibilizados pela Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> componentes activos da iTerra Communications<sup>®</sup> [2]. Todos os resultados que serão mostrados terão como pressuposto as limitações destes dispositivos. Para tal, e tendo em vista a concepção do conversor NRZ para AMI-NRZ/RZ, será apresentada a caracterização de cada um dos blocos constituintes da estrutura exibida na Figura 36.

#### 5.1.1. Caracterização do codificador diferencial

A implementação do codificador diferencial a utilizar em taxas de transmissão de 10 Gbit/s, baseia-se na cascata de um conversor NRZ para RZ e um Flip Flop T (ver a Figura 39). Este conversor não é mais que um elemento de criação de um relógio no próprio sinal, para que a cada transição ascendente deste, o estado à saída do Flip Flop T seja alterado.

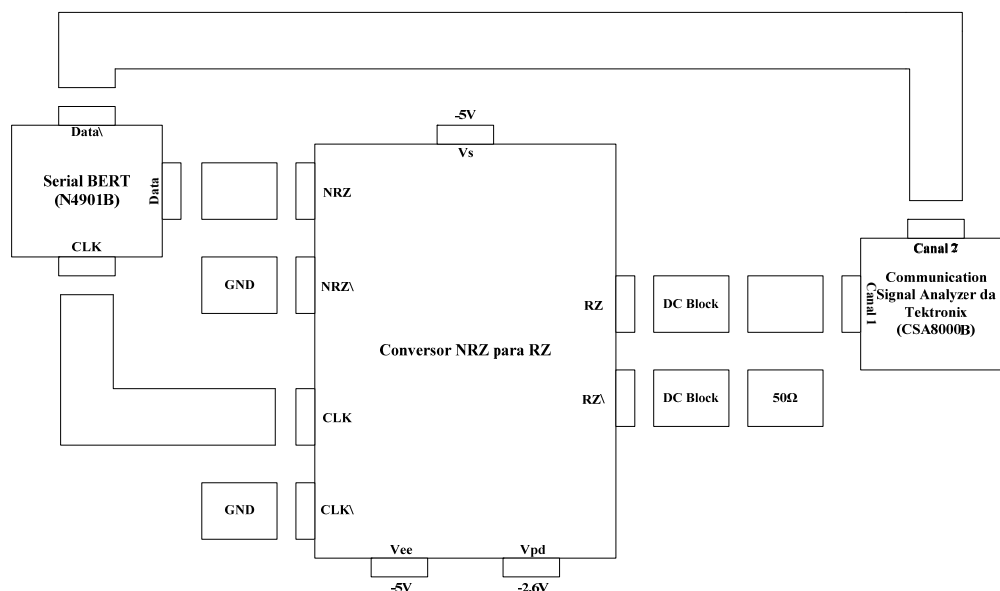
A Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> disponibilizou o componente iT4000 on evaluation board (EVB) da iTerra Communications<sup>®</sup> que permite realizar a conversão NRZ para RZ. Este dispositivo é basicamente constituído por uma porta AND, cujo atraso entre as suas entradas (sinal e relógio) é controlado por uma tensão de controlo ( $V_{pd}$ ). A sincronização destes dois elementos é realizada por um positive edge-triggered D Flip Flop (DFF) (ver a Figura 61) [3].



**Figura 61: Diagrama de blocos do iT4000 [3].**

A tensão  $V_S$  é a tensão de controlo responsável pela comutação NRZ/RZ, enquanto que, a tensão  $V_{ee}$  é a tensão de alimentação do dispositivo.

Para caracterizar temporalmente este componente, recorreu-se a alguns elementos passivos, a um Serial BERT da Agilent Technologies<sup>®</sup> (N4901B), e a um Communication Signal Analyzer da Tektronix<sup>®</sup> (CSA8000B) (ver a Figura 62).



**Figura 62: Montagem usada para caracterizar temporalmente o conversor NRZ para RZ.**

Para os sinais de entrada do dispositivo (Data e CLK) foram utilizadas tensões de  $\pm 500$  mV. O sinal de dados é uma sequência binária pseudo-aleatória de  $2^{23}-1$  bits gerada a 10

Gbit/s, cujo diagrama de olho do formato elementar NRZ é apresentado na Figura 63. As entradas que não estão a ser utilizadas foram colocadas a uma tensão igual à da massa. O sinal resultante é devidamente analisado através de um Communication Signal Analyser (sinal mostrado na Figura 64).

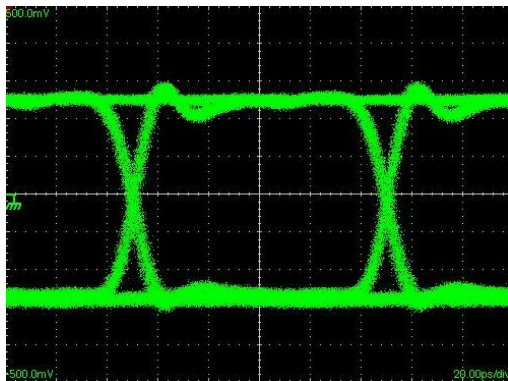


Figura 63: Diagrama de olho do sinal NRZ (Canal 2).

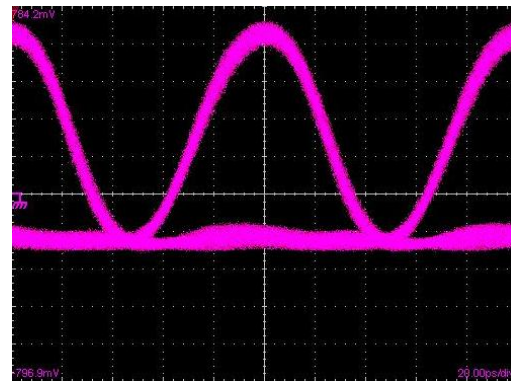


Figura 64: Diagrama de olho do sinal RZ (Canal 1).

O diagrama de olho proveniente da resposta do dispositivo apresenta boa característica para um sinal RZ. Este sinal está de acordo com os pressupostos do sinal a introduzir na entrada de um Flip Flop T, ou seja, um sinal com características de relógio para que a cada transição ascendente deste, o estado à saída do dispositivo seja alterado. Além disso, o componente amplifica o sinal de entrada<sup>34</sup> em quase um factor de 2.

O componente iT4021 EVB da iTerra Communications® consiste numa latch master-slave com realimentação, sendo desenhada recorrendo à tecnologia ECL para garantir uma operação de elevada velocidade (ver a Figura 65) [4].

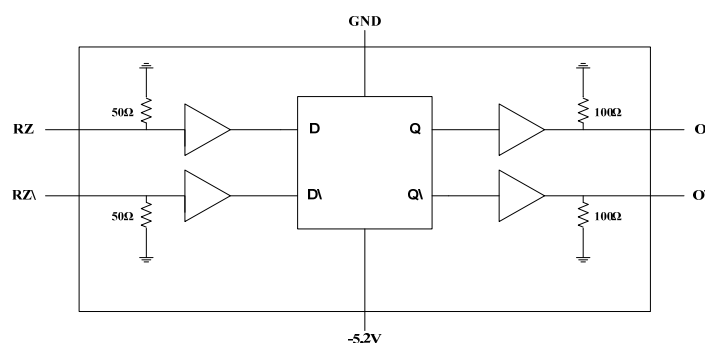
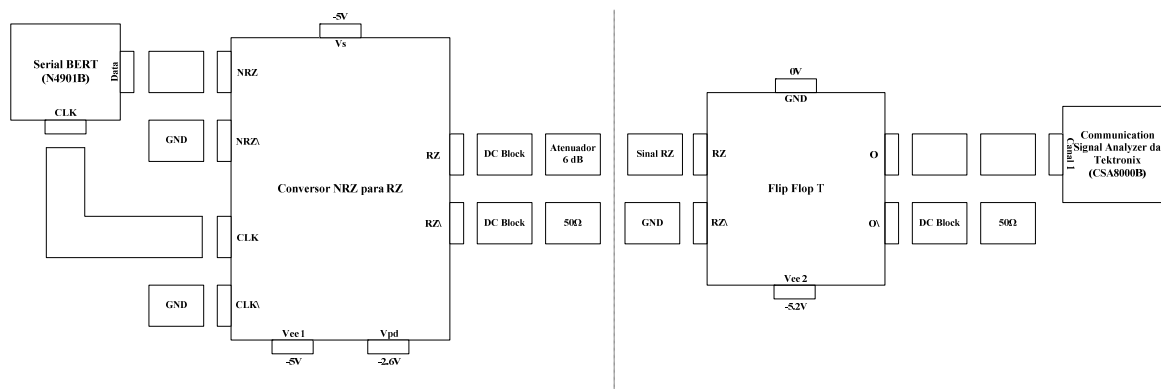


Figura 65: Diagrama de blocos do iT4021 [4].

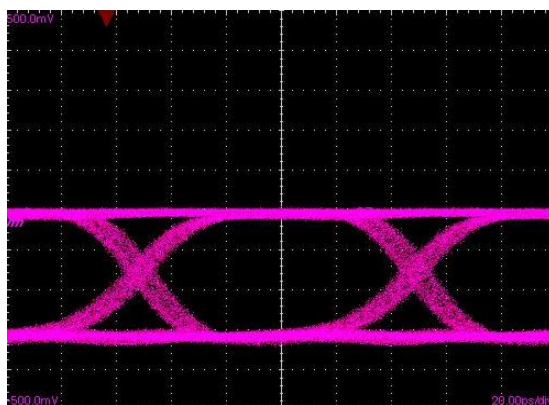
<sup>34</sup> Desde que o sinal de entrada tenha uma tensão próxima dos  $\pm 250\text{mV}$ .

Este bloco é alimentado por uma tensão de  $-5.2V$ , cujo sinal de entrada segue uma característica RZ. A montagem experimental que permite caracterizar temporalmente o codificador diferencial, encontra-se presente na Figura 66.



**Figura 66: Montagem usada para caracterizar temporalmente o codificador diferencial.**

O sinal de entrada (Data) e o relógio (CLK) possuem as mesmas características dos sinais utilizados para caracterizar temporalmente o conversor NRZ para RZ. Ao sinal proveniente deste dispositivo foi-lhe retirada a componente DC e sujeito a uma atenuação de 6 dB<sup>35</sup> [10]. O sinal à saída do Flip Flop T é um sinal binário tipo NRZ, cuja leitura foi efectuada por um Communication Signal Analyzer (ver a Figura 67).



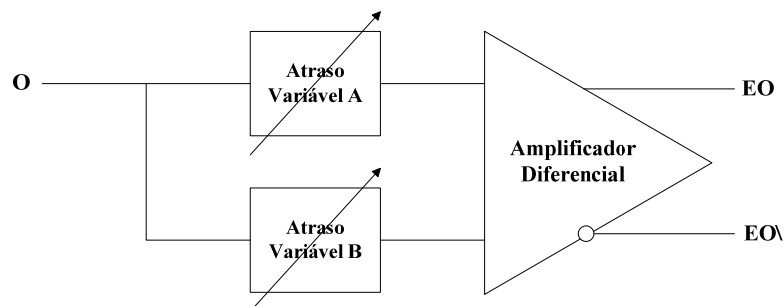
**Figura 67: Diagrama de olho do sinal à saída do codificador diferencial (Canal 1).**

O diagrama de olho do sinal à saída do codificador diferencial apresenta boa característica para um sinal NRZ. No entanto, este sinal é afectado por algum *jitter* proveniente da resposta do Flip Flop T.

<sup>35</sup> Atenuação introduzida para permitir a operação do Flip Flop T nos valores típicos de tensão de entrada.

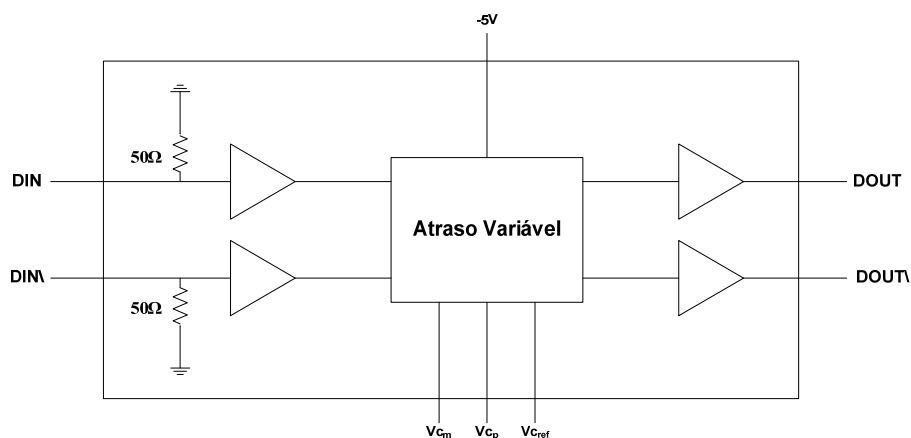
### 5.1.2. Gerador de três níveis

A concepção de um gerador que crie com qualidade três níveis para a codificação AMI-NRZ/RZ tal como é apresentado na Figura 41, revela ser de difícil realização prática. A implementação dessa configuração implica que se utilize um atraso em cada um dos braços do amplificador diferencial e, principalmente, que este possua ganhos para frente de igual valor (ver a configuração na Figura 68). Ainda que, o primeiro requisito seja possível de ultrapassar pelo utilizador, o segundo depende de características inerentes ao próprio dispositivo, pelo que a limitação por ele imposta restringe o modelo a utilizar.



**Figura 68: Diagrama de blocos experimental simplificado do gerador de três níveis – versão 1.**

Para caracterizar temporalmente o modelo descrito pela Figura 68 recorreu-se a componentes fornecidos pela iTerra Communications<sup>®</sup>. O componente iT4031 EVB é um atraso variável até cerca de 100 ps, cujo controlo é realizado por três tensões: uma tensão de referência,  $V_{\text{ref}}$ , e duas tensões relativas à tensão de referência,  $V_{\text{cp}}$  e  $V_{\text{cm}}$  (ver a Figura 69) [5].



**Figura 69: Diagrama de blocos do iT4031 [5].**



O iT4031 EVB é alimentado com uma tensão de -5 V, no qual, o sinal à sua saída possui uma tensão pico a pico próxima dos 900 mV, desde que o sinal de entrada apresente tensão suficiente para que o dispositivo responda convenientemente<sup>36</sup>. A sua utilização pressupõe que o dispositivo opere com apenas uma entrada activa, no qual, o *pad* correspondente à tensão de controlo,  $V_{cm}$ , se encontra em curto-circuito com a tensão de referência,  $V_{ref}$ . De acordo com testes laboratoriais, verificou-se que este componente apresenta maior excursão de atraso<sup>37</sup> quando a tensão  $V_{cref}$  é aproximadamente igual a -2.6V.

O componente iT3010 EVB é um amplificador diferencial caracterizado por uma frequência de corte de aproximadamente 10 GHz e um ganho diferencial de 23.5 dB. Este dispositivo é polarizado com duas tensões de alimentação ( $V_{ee}=-5$  V e  $V_{cc}=5$  V) e duas tensões de controlo ( $V_{ctrl}$  e  $V_{cb2}$ )<sup>38</sup> (ver a Figura 70) [6].

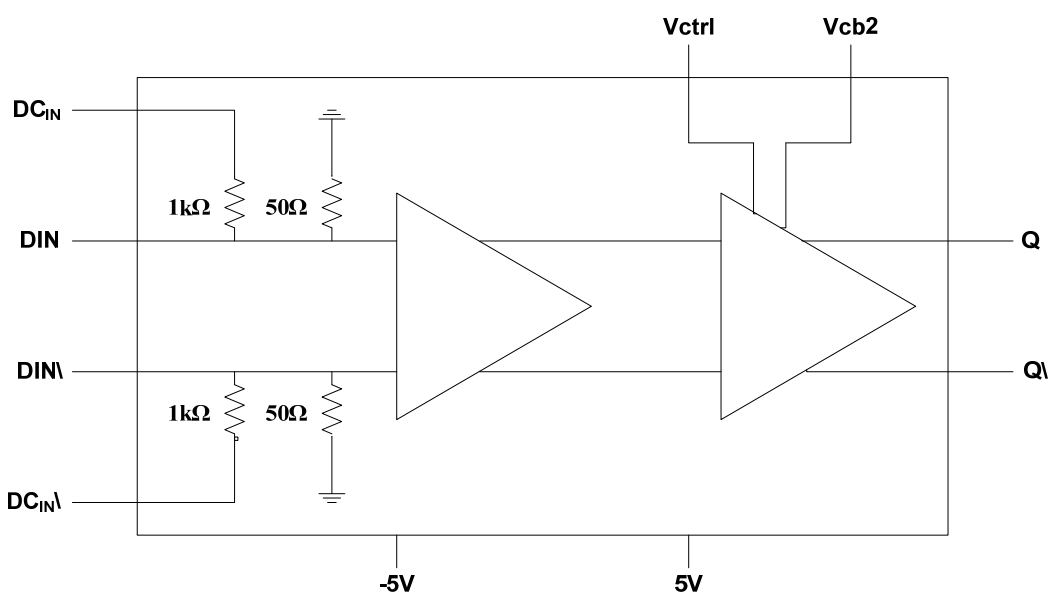


Figura 70: Diagrama de blocos do iT3010 [6].

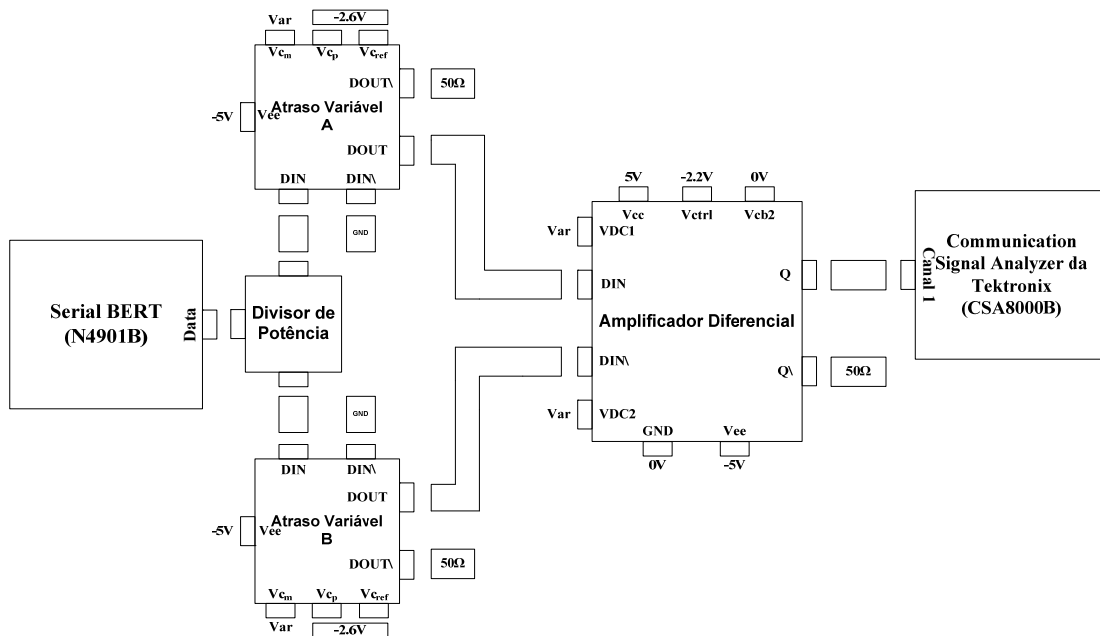
<sup>36</sup> Medidas experimentais do iT4031 EVB revelaram que o dispositivo opera convenientemente para tensões pico a pico  $\epsilon[200; 900]$  mV.

<sup>37</sup> Numa amostragem correspondente a três iT4031 EVB, o atraso conseguido é de cerca de 120ps. Para isso, a tensão de controlo,  $V_{cm}$ , varia aproximadamente entre -2.8V a -2.3V.

<sup>38</sup> Tensão colocada a 0V, por defeito.

O iT3010 EVB é um amplificador diferencial cuja tensão de saída é controlada por  $V_{ctrl}$  e, adicionalmente, pode ser acrescentado em cada uma das suas entradas, uma tensão de *offset* (VDC1 e VDC2). Este dispositivo admite sinais com apenas uma entrada activa com tensões pico a pico  $\in [350; 900]$  mV ou sinais diferenciais com tensões pico a pico  $\in [250; 1800]$  mV [6].

Para um sinal binário de entrada tipo NRZ com tensão de  $\pm 200$  mV gerado a 10 Gbit/s, procedeu-se à polarização dos componentes activos presentes na Figura 68, de forma a otimizar a abertura do diagrama de olho do sinal à saída do amplificador diferencial (ver a Figura 71).



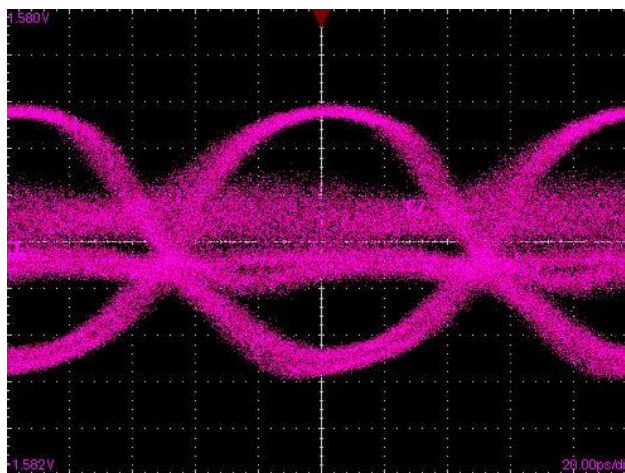
**Figura 71: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 1.**

O sinal Data é dividido através de um divisor de potência<sup>39</sup>, com cada uma das suas saídas inserida num atraso variável. Estes atrasos controlam o *duty-cycle* do sinal AMI-NRZ/RZ, resultante da operação de diferenciação introduzida pelo amplificador diferencial<sup>40</sup>.

<sup>39</sup> Este componente atenua o sinal de entrada em 6 dB, isto é, os sinais de saída possuem metade da tensão do sinal original.

<sup>40</sup> Nesta situação, o amplificador diferencial está a operar em modo diferencial.

Numa primeira abordagem, seja considerada a operação normal do amplificador diferencial, isto é, considerando que as entradas não possuem qualquer tipo de *offset* e, além disso, que a tensão de controlo  $V_{ctrl}$  está ajustada para que a tensão à sua saída seja máxima<sup>41</sup>. Nesta situação, o diagrama de olho detectado à saída do amplificador diferencial apresenta dois níveis para o símbolo zero (ver a Figura 72).

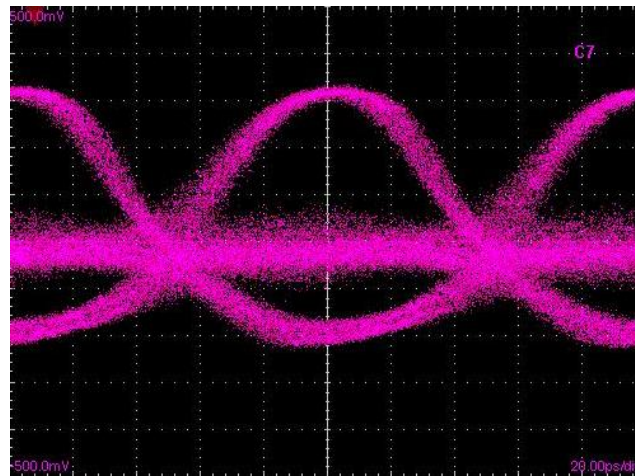


**Figura 72: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 71 ( $V_{DC1}$ ,  $V_{DC2}=0V$  e  $V_{ctrl}=-2.2V$ <sup>42</sup>).**

A presença de dois níveis para o símbolo zero é consequência do desequilíbrio existente entre os ganhos para a frente do amplificador diferencial. Este problema é implícito ao dispositivo, pelo que se torna impossível a sua perfeita eliminação sem que o balanceamento do diagrama de olho se altere. Uma forma de verificar esta situação, consiste em alterar o nível DC dos sinais de entrada. Se o nível DC da entrada complementar do amplificador diferencial for alterado para  $V_{DC2}=-0.5V$ , o diagrama de olho do sinal de saída apresenta apenas um nível para o símbolo zero (ver a Figura 73).

<sup>41</sup> Nesta fase, o valor do *duty-cycle* é irrelevante para a caracterização da montagem da Figura 71. No entanto, foi usada uma tensão  $V_{cm1}=-2.3V$  no atraso variável no braço correspondente à entrada DIN do amplificador diferencial e uma tensão  $V_{cm2}=-2.4V$  no atraso variável no seu braço complementar.

<sup>42</sup> Tensão pela qual se consegue a máxima tensão à saída do amplificador diferencial. Para tensões inferiores, a saturação do sinal impede maior ganho.

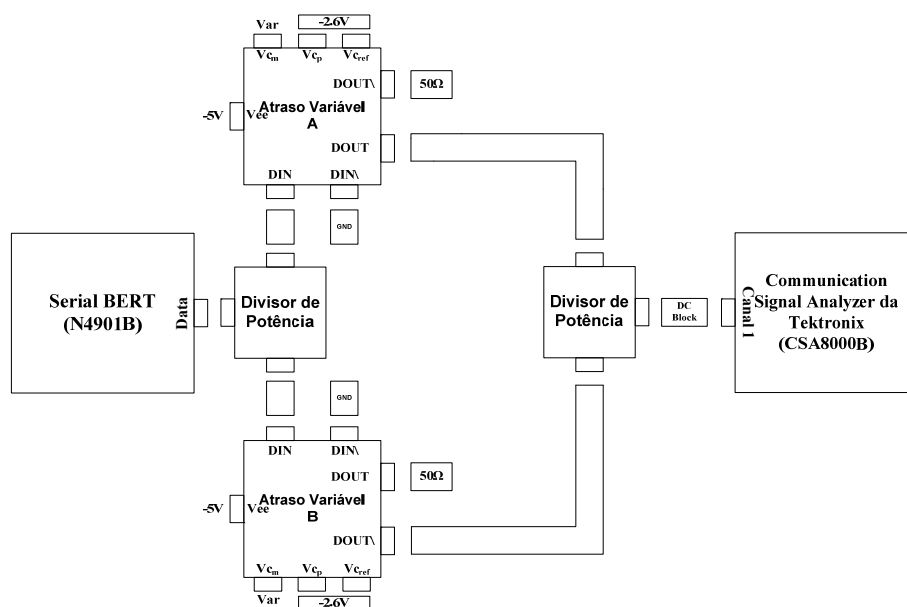


**Figura 73: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 71 ( $V_{DC1}$ ,  $V_{DC2}=-0.5V$  e  $V_{ctrl}=-2.2V$ ).**

No entanto, o não balanceamento do diagrama de olho torna-se, agora, o problema dominante associado a este tipo de implementação. Além disso, verifica-se a redução da amplitude pico a pico do sinal.

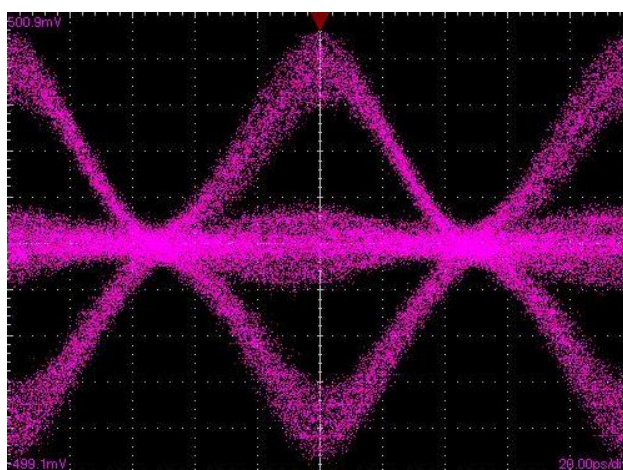
A utilização de amplificadores diferenciais para realizar a diferença entre dois sinais binários NRZ exige que estes possuam iguais ganhos para a frente, sob pena do diagrama de olho do sinal não possuir características adequadas para um sinal ternário. No entanto, o componente iT3010 EVB carece de tal qualidade e, portanto, torna-se impossível utilizá-lo como diferenciador.

A diferença entre os sinais  $v_1$  e  $v_2$ , não é mais que uma soma entre o sinal  $v_1$  e o complementar de  $v_2$ . Portanto, pode-se recorrer a uma soma para realizar a diferença entre dois sinais, desde que se consiga o complementar do sinal a subtrair. Além disso, um aspecto interessante do componente iT4031 EVB está relacionado com o facto de se obter na sua saída o sinal e o seu complementar. Assim, e sabendo que a soma entre dois sinais pode ser realizada de forma passiva através de um divisor de potência, então uma possível estrutura para implementar um gerador de três níveis pode ser dada por (ver a Figura 74).



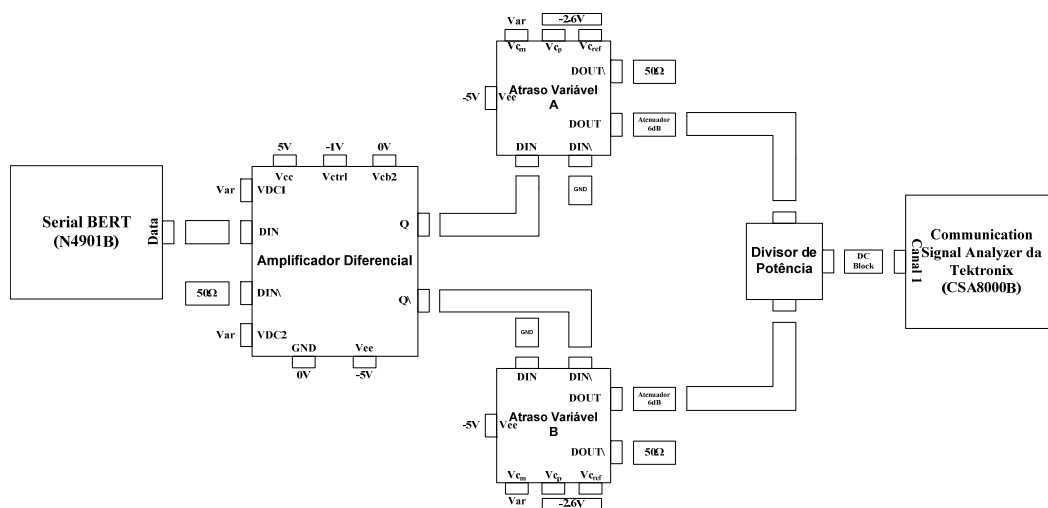
**Figura 74: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 2.**

Neste tipo de configuração, a tensão pico a pico dos sinais a somar torna-se o aspecto fundamental a considerar. O pressuposto de que os iT4031 EVB impõem uma tensão nas suas saídas, desde que o sinal de entrada possua tensão suficiente para que o dispositivo opere correctamente, implica que a amplitude dos sinais a somar seja aproximadamente igual. Assim, o desempenho do diagrama de olho à saída do gerador de três níveis é melhorado (ver a Figura 75).



**Figura 75: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 74 ( $V_{cm1}=-2.3V$  e  $V_{cm2}=-2.4V$ ).**

A optimização do diagrama de olho é, também, consequência da redução da limitação em frequência da estrutura apresentada na Figura 74. No entanto, essa estrutura carece da funcionalidade no que diz respeito à variação da tensão de saída. Esta tensão é limitada pela imposição de uma tensão fixa por parte dos atrasos variáveis. Além disso, o diagrama de olho mostrado na Figura 75 não é o ideal, devido à presença de interferência destrutiva entre ondas, implícito à utilização de um divisor de potência para combinar sinais<sup>43</sup>. Esta limitação pode ser minimizada se para isso se introduzir atenuação<sup>44</sup> entre os atrasos e o divisor de potência, uma vez que o sinal residual que introduz interferência vem atenuado (ver a Figura 76). Em consequência disso, a qualidade do sinal é favorecida, mas à custa da amplitude do sinal de saída, o que implicará a introdução de um andar adicional de ganho à entrada do modulador óptico<sup>45</sup>.



**Figura 76: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 3.**

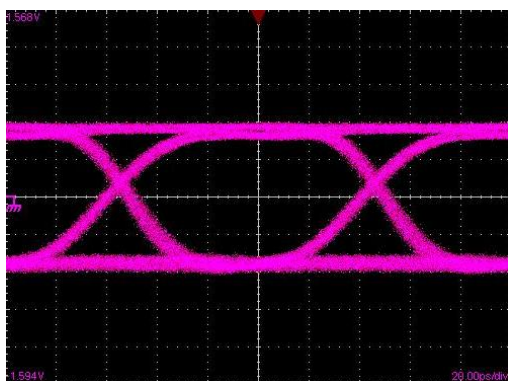
<sup>43</sup> A estrutura apresentada na Figura 29 está condicionada às limitações em frequência do amplificador diferencial. Estas limitações são mais evidentes se o objectivo for a geração de sinais AMI-RZ com baixo *duty-cycle* (sinais com largura espectral superior a 10 GHz). A soma passiva realizada através de um divisor de potência (0-40 GHz) minimiza o efeito nefasto das limitações em frequência.

<sup>44</sup> Nesta estrutura foram utilizados atenuadores de 6 dB.

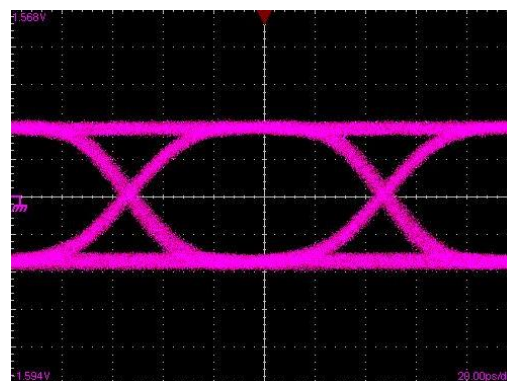
<sup>45</sup> A utilização de um MZM com dois braços implicará o recurso a um componente adicional que dê origem ao sinal AMI-NRZ/RZ e ao seu complementar. No entanto, se a modulação for realizada por um MZM em configuração x-cut, só será necessário amplificar o sinal de saída do gerador de três níveis.

Adicionalmente, utilizou-se um amplificador diferencial com apenas uma das entradas activas, com o objectivo de permitir controlar a tensão à entrada de cada iT4031 EVB. Apesar do seu limitado desempenho, o balanceamento do diagrama de olho do sinal à saída do dispositivo é conseguido através da alteração do nível DC do sinal de entrada.

Seja considerada a situação em que o amplificador diferencial está a operar no ponto onde o seu ganho é máximo, ou seja, quando a sua tensão de controlo  $V_{ctrl} = -2.2$  V. Nesta conjuntura, é necessário introduzir um *offset* de cerca de -1 V no sinal de entrada, para que seja conseguido o balanceamento do diagrama de olho do sinal à saída do dispositivo (ver a Figura 77 e a Figura 78).



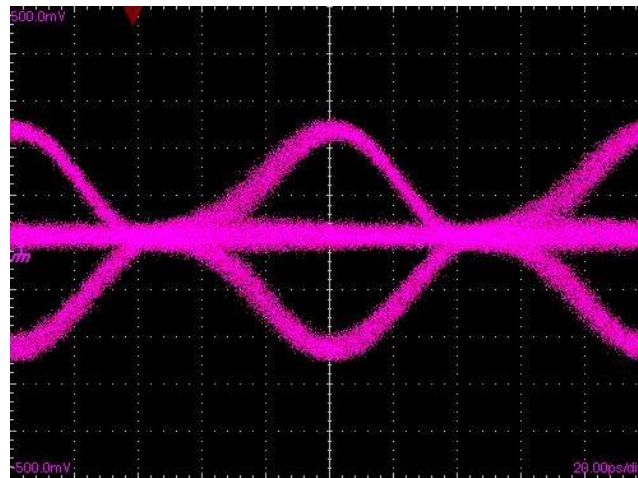
**Figura 77: Diagrama de olho do sinal de saída do amplificador diferencial – entrada em modo único ( $V_{DC1}=0V$ ,  $V_{DC2}=0V$  e  $V_{ctrl}=-2.2V$ ).**



**Figura 78: Diagrama de olho do sinal de saída do amplificador diferencial – entrada em modo único ( $V_{DC1}=-1V$ ,  $V_{DC2}=0V$  e  $V_{ctrl}=-2.2V$ ).**

Para caracterizar temporalmente a montagem apresentada na Figura 76, foi utilizado um sinal de dados de  $\pm 100$  mV gerado a 10 Gbit/s. Este sinal é inserido num iT3010 EVB, cuja polarização deve garantir um diagrama de olho balanceado ao sinal de saída<sup>46</sup>. Além disso, foi atribuído o valor -1 V à tensão de controlo  $V_{ctrl}$  para que o dispositivo seja configurado com o menor ganho. Nessa circunstância, a amplitude do sinal de saída situa-se próximo dos  $\pm 450$  mV, o que é considerada uma tensão recomendável a introduzir no iT4031 EVB [5]. O diagrama de olho do sinal resultante da combinação entre os sinais de cada um dos ramos do gerador de três níveis pode ser visualizada na Figura 79.

<sup>46</sup> Nesta circunstância, o balanceamento do diagrama de olho é conseguido com uma tensão  $V_{DC1} = -50$  mV.



**Figura 79: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 76 ( $V_{c_{m1}}=-2.3$  V e  $V_{c_{m2}}=-2.5$  V; FWHM=40%).**

A estrutura apresentada na Figura 76 dá origem a um diagrama de olho com um FWHM de aproximadamente 40%. Apesar da imperfeita simetria do lóbulo positivo com o lóbulo negativo do diagrama de olho deste sinal, o seu balanceamento pode-se considerar de boa qualidade<sup>47</sup>.

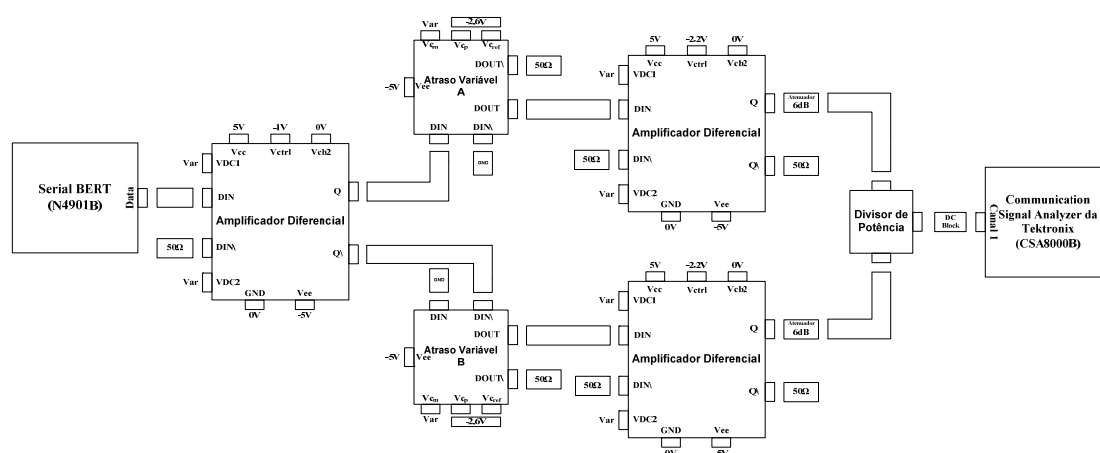
O problema subjacente a este tipo de implementação está relacionado com a limitada amplitude do sinal de saída do gerador de três níveis<sup>48</sup>. No entanto, esta situação pode ser contornada pela adição de um andar de ganho.

Em alternativa, pode-se optar por uma estrutura que sendo idêntica à configuração anterior, permite controlar o ganho de cada um dos braços e, além disso, formatar cada um dos sinais antes de serem combinados. Isto é conseguido, pela adição de um iT3010 EVB em cada ramo do gerador de três níveis, a operar com apenas uma das suas entradas activas (ver a Figura 80).

<sup>47</sup> O parâmetro de qualidade tem em atenção as limitações de hardware.

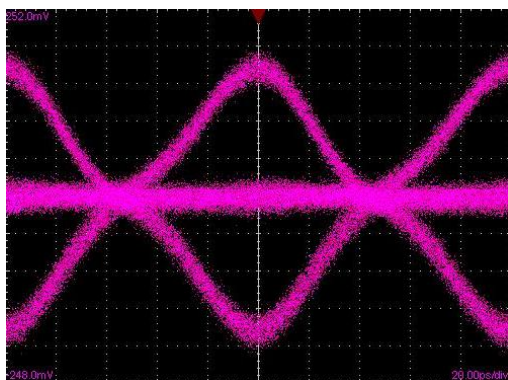
<sup>48</sup> O sinal mostrado na Figura 79 possui uma tensão de cerca de  $\pm 250$  mV.



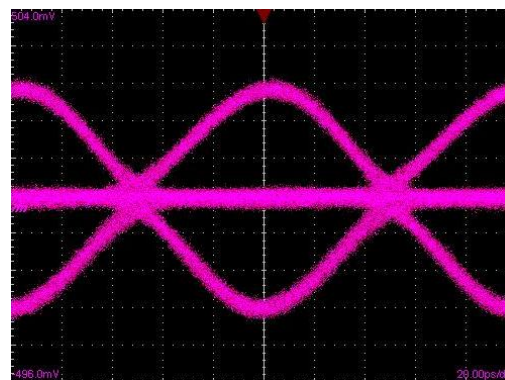


**Figura 80: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 4.**

Os amplificadores diferenciais que estão posicionados em cada um dos braços do gerador de três níveis foram polarizados de forma a garantirem a obtenção de um diagrama de olho de qualidade à sua saída (ver a Figura 81 e a Figura 82). O *offset* usado em cada um desses amplificadores situa-se na ordem dos -4 V, para que o diagrama de olho do sinal à sua saída seja devidamente formatado. Em consequência disso, a amplitude do sinal à saída desta estrutura é inferior à registada na montagem apresentada na Figura 76, se forem consideradas as mesmas condições de operação (o termo de comparação pressupõe o uso do mesmo FWHM).



**Figura 81: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 80 ( $V_{cm1} = -2.3$  V e  $V_{cm2} = -2.4$  V; FWHM=46%).**



**Figura 82: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 80 ( $V_{cm1} = -2.3$  V e  $V_{cm2} = -2.5$  V; FWHM=62%).**

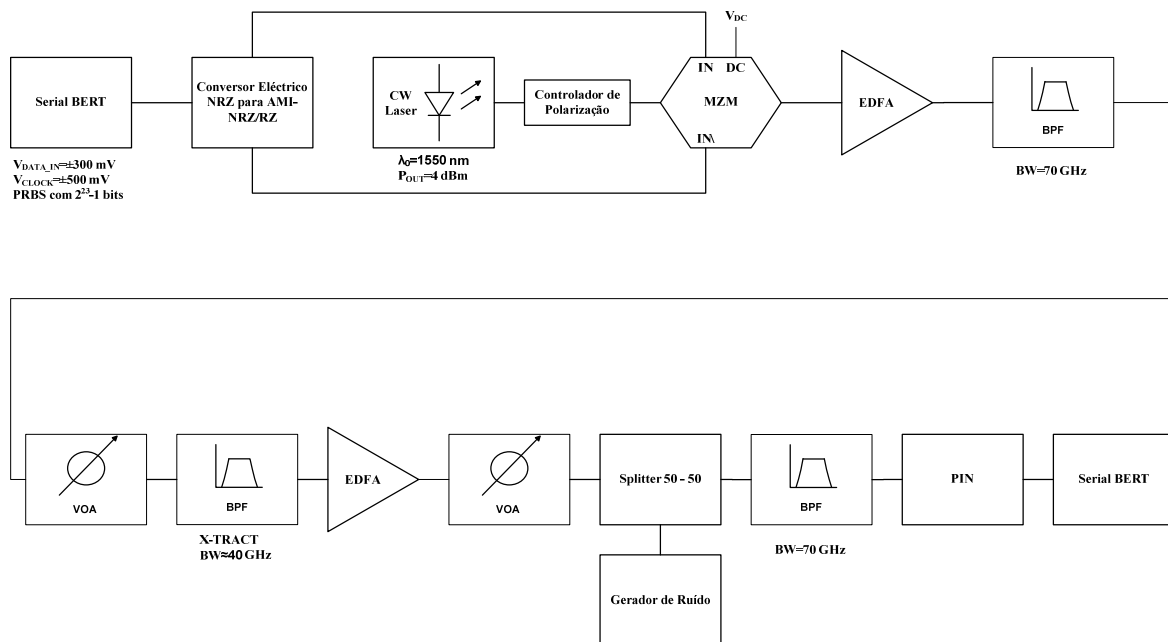
A formatação dos sinais antes de serem combinados, proporciona a maximização da qualidade do sinal à saída da referida estrutura. A nível comportamental, a montagem

mostrada na Figura 80 apresenta os melhores resultados, tendo em consideração os componentes disponíveis para o efeito. No entanto, esta implementação continua a revelar carências de amplitude do seu sinal de saída e, portanto, continua a ser necessário introduzir um andar suplementar de ganho para que o sinal tenha a tensão adequada a introduzir em cada um dos braços do modulador óptico.

Para minimizar a dificuldade de gerar sinais eléctricos de amplitude suficiente para controlar os braços do modulador óptico MZM sem que isso acarrete demasiada degradação de abertura do diagrama de olho, optar-se-á por uma estrutura constituída basicamente por um amplificador diferencial da iTerra Communications® (iT3010 EVB), por dois atrasos variáveis passivos, e por um Optical Modulator Driver da Inphi Corporation® (4311DZ).

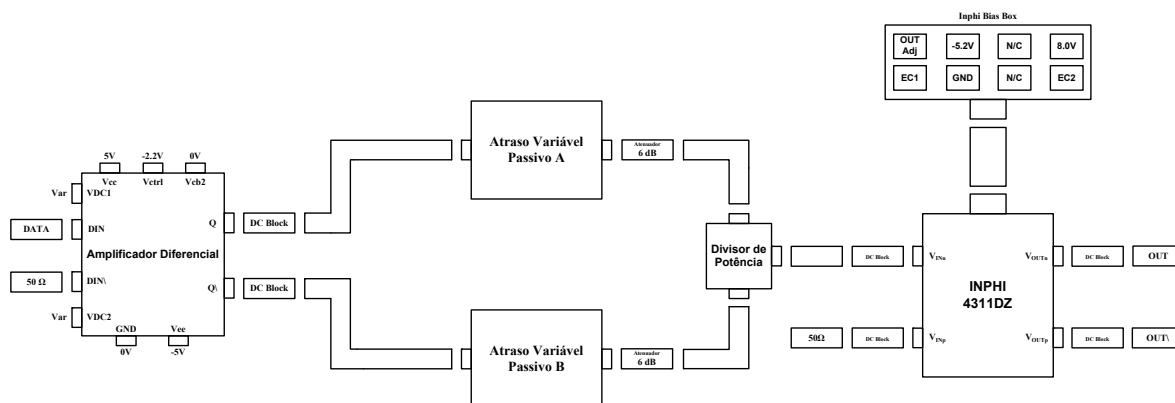
### 5.1.3. Transmissão óptica em banda lateral única de sinais AMI-NRZ/RZ

A forma como se comporta o gerador de sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ em sistemas cuja transmissão se efectua a 10 Gbit/s pode ser analisada recorrendo a um sistema óptico *back-to-back* cuja estrutura é apresentada na Figura 83.



**Figura 83: Diagrama de blocos de um sistema óptico *back-to-back* para a transmissão de sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ a 10 Gbit/s.**

Para a geração de sinais NRZ recorreu-se a um serial BERT da Agilent Technologies® (N4901B), cuja sequência binária pseudo-aleatória (PRBS: *Pseudorandom Binary Sequence*) possui  $2^{23}-1$  bits com tensão de  $\pm 300$  mV. Estes sinais foram introduzidos numa estrutura que permite gerar outros sinais (e os seus sinais complementares) codificados em AMI-NRZ/RZ<sup>49</sup> que, posteriormente, serão introduzidos nos braços de um MZM (ver a Figura 84).

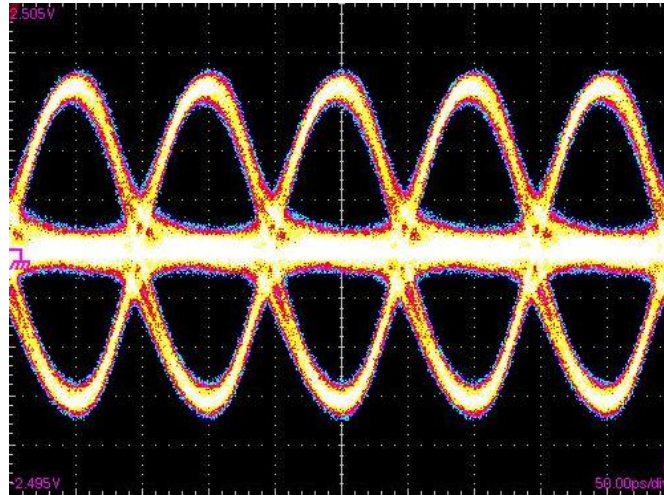


**Figura 84: Diagrama de blocos do conversor eléctrico de sinais binários NRZ para sinais AMI-NRZ/RZ.**

O sinal eléctrico de informação AMI-RZ e o seu complementar (OUT e OUT\, respectivamente) possuem uma tensão de cerca de  $\pm 1.85$  V (ver a Figura 85). O valor desta tensão fica abaixo daquela que seria idealmente necessária para atacar devidamente o MZM<sup>50</sup>. No entanto, foi a melhor optimização tendo em conta a relação amplitude versus qualidade do sinal, considerando os recursos disponibilizados.

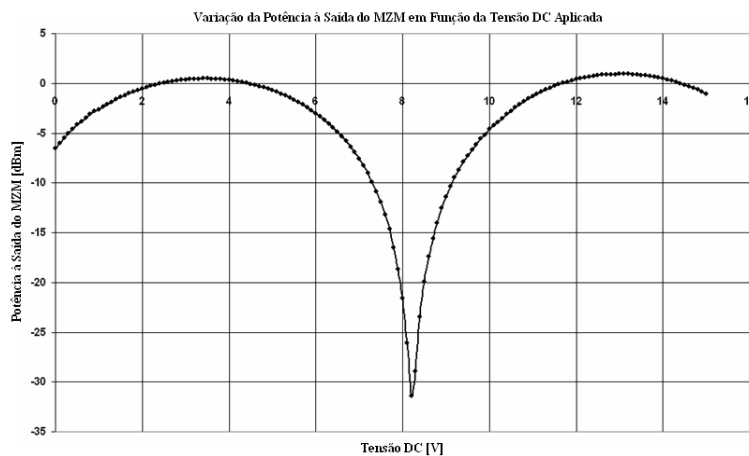
<sup>49</sup> Nesta situação está-se a considerar as propriedades das sequências pseudo-aleatórias e, como tal, a estrutura responsável pela codificação diferencial pode ser suprimida.

<sup>50</sup>  $V_{IN\_MZM} = V_{\pi}$ .



**Figura 85: Exemplo de um sinal eléctrico AMI-RZ inserido num dos braços do MZM.**

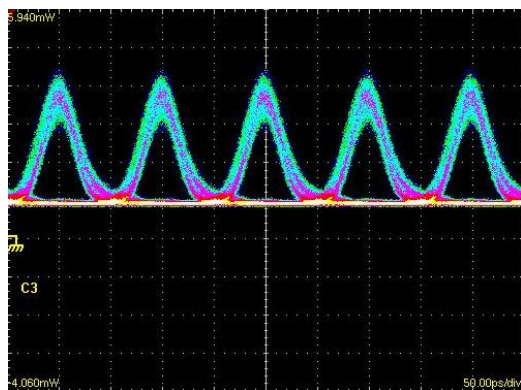
Para que seja efectuada a modulação ODSB de sinais AMI-NRZ/RZ, o MZM deve ser polarizado no seu ponto mínimo. Análise laboratorial demonstrou que o MZM da Sumitomo<sup>®</sup> utilizado na implementação deste sistema possui o ponto mínimo de potência à sua saída, quando é polarizado com uma tensão DC igual a 8.2 V (ver a Figura 86).



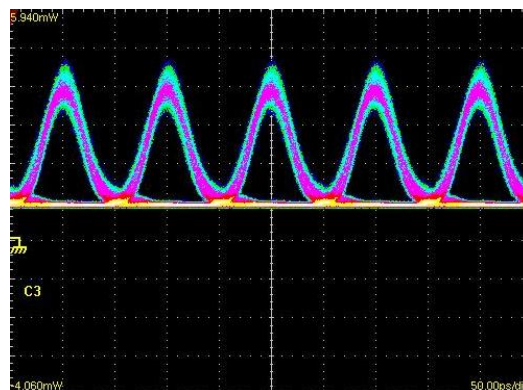
**Figura 86: Variação da potência à saída do MZM em função da tensão DC aplicada.**

O campo óptico introduzido à entrada do MZM é proveniente de um CW Laser centrado nos 1550 nm, convenientemente polarizado através de um controlador de polarização. A utilização do MZM no seu ponto mínimo de funcionamento, implica que o campo óptico na sua saída possua baixa potência (ver a Figura 87, Figura 88, Figura 89 e a

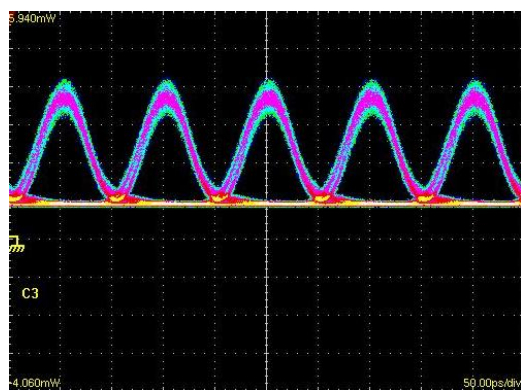
Figura 90), pelo que foi inserido no sistema um EDFA que impõe um sinal com elevada potência óptica.



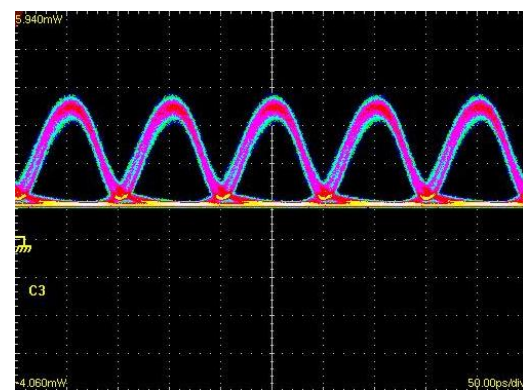
**Figura 87:** Sinal óptico AMI-RZ com FWHM=34% do intervalo de bit, à saída do MZM.



**Figura 88:** Sinal óptico AMI-RZ com FWHM=37% do intervalo de bit, à saída do MZM.

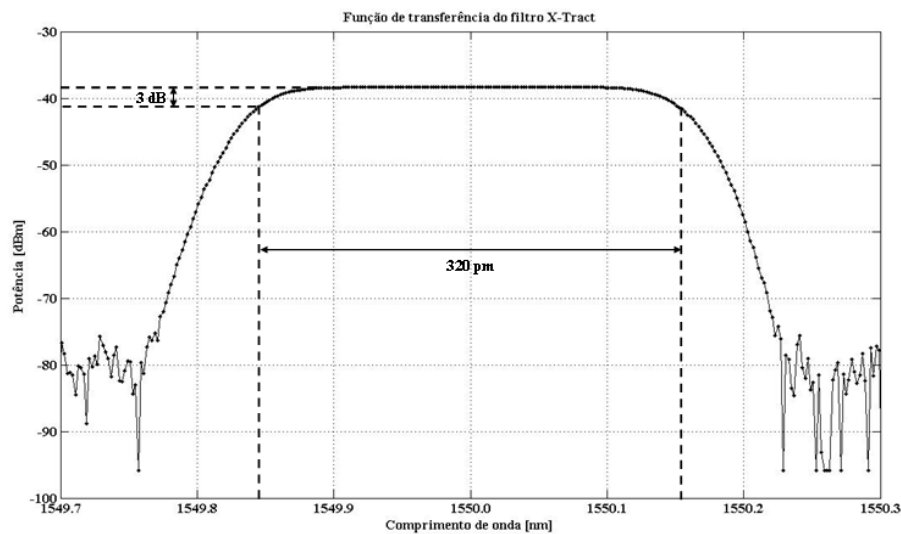


**Figura 89:** Sinal óptico AMI-RZ com FWHM=47% do intervalo de bit, à saída do MZM.



**Figura 90:** Sinal óptico AMI-RZ com FWHM=55% do intervalo de bit, à saída do MZM.

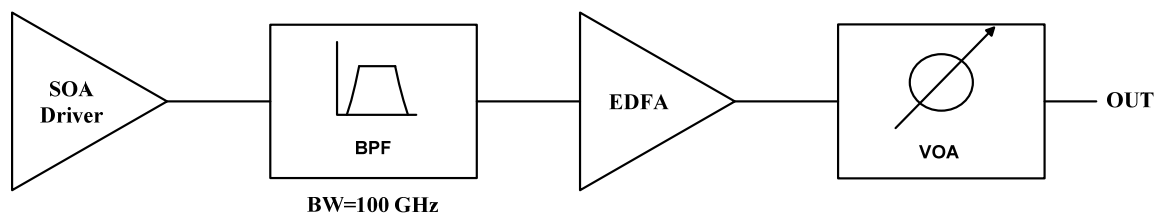
A operação de filtragem de uma das bandas do sinal ODSB proveniente do modulador óptico é realizada através de um filtro óptico passivo, o XTract (Tunable Optical Channel Drop Unit) da Anritsu<sup>®</sup>. Este filtro foi ajustado de forma a possuir uma frequência de corte de aproximadamente 40 GHz (320 nm), cuja característica é apresentada na Figura 91.



**Figura 91: Resposta em frequência do filtro utilizado para suprimir uma das bandas do sinal óptico AMI-NRZ-RZ DSB.**

Posteriormente a esta operação foi necessário colocar um outro andar, formado por um EDFA e um atenuador óptico variável (VOA: *Variable Optical Amplifier*) de forma a colocarem a potência desejada de sinal à entrada do fotodíodo PIN<sup>51</sup>.

Ao sinal óptico de informação vai ser adicionado ruído para que seja medida a BER versus relação óptica sinal-ruído (OSNR: *Optical Signal to Noise Ratio*). O gerador de ruído é basicamente constituído por um amplificador óptico a semicondutor (SOA: *Semiconductor Optical Amplifier*) que gera o ruído, um filtro óptico que limita a sua largura de banda e um andar formado por um EDFA e um VOA para controlar a potência de ruído a adicionar ao sinal (ver a Figura 92).

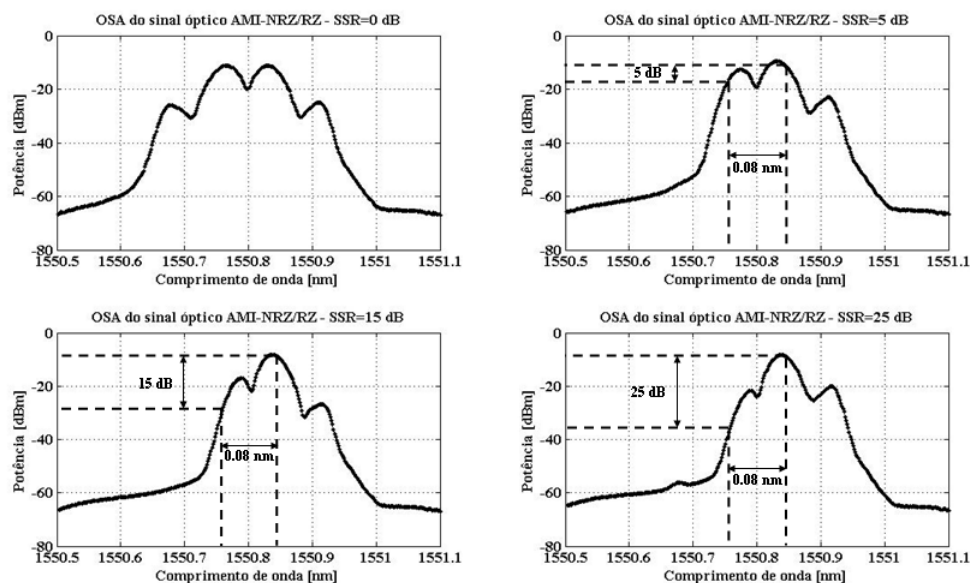


**Figura 92: Gerador de ruído.**

<sup>51</sup> Uma potência de cerca de -2 dBm.

Um filtro óptico passa banda foi colocado antes do receptor (ver a Figura 83). Este filtro vai melhorar a OSNR, pela eliminação de ruído de alta-frequência<sup>52</sup>.

Na medição da BER versus OSNR foram consideradas várias SSR do sinal óptico AMI-NRZ/RZ (ver a Figura 93).



**Figura 93: Exemplos de SSR de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ para a medição da BER versus OSNR.**

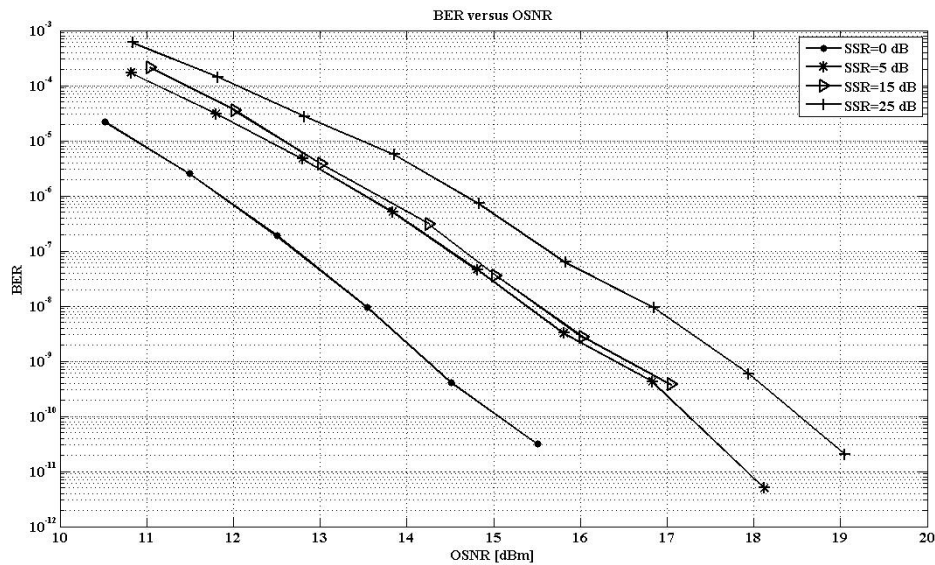
A BER é uma medida usada para avaliar a qualidade de um determinado sistema de comunicações óptico. O estudo da dependência da BER com a OSNR permite estimar a capacidade dos sinais de informação em resistir à degradação imposta pela adição de ruído.

A OSNR pode ser observada em sistemas que incluam amplificação óptica. O ruído introduzido por esses dispositivos é gerado dentro do processo de amplificação e, é relativamente de banda larga<sup>53</sup>. No caso do sinal possuir baixa OSNR, implica que irão ocorrer sempre erros associados à ASE, independentemente da potência do sinal. Assim, dada a relevância deste parâmetro, realizou-se a medição da BER versus OSNR para os sinais apresentados na Figura 93 (ver a Figura 94).

<sup>52</sup> Neste contexto, alta-frequência sugere as frequências fora da banda de passagem do sinal.

<sup>53</sup> Ruído de emissão espontânea (ASE: *Amplified Spontaneous Emission*).

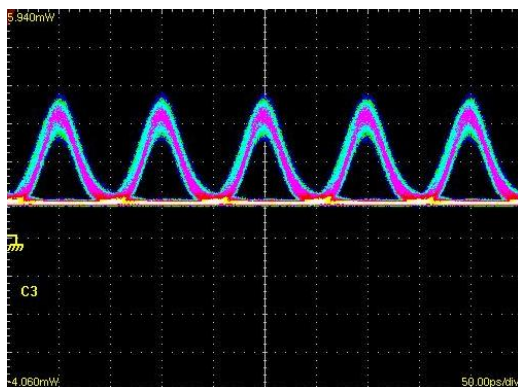




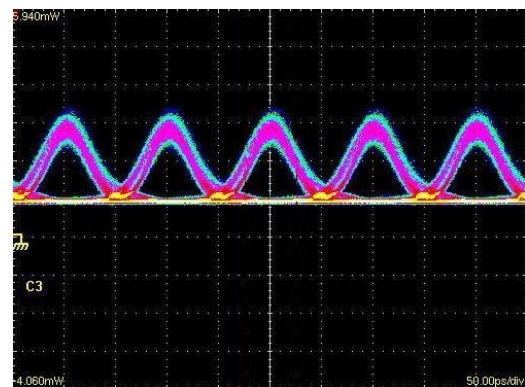
**Figura 94: Medição da BER versus OSNR.**

De acordo com as medições efectuadas, para uma determinada BER o aumento da razão de supressão de banda lateral implica uma maior distorção de sinal implícita à operação de filtragem de uma das suas bandas laterais, pelo que será necessário uma maior OSNR.

Os diagramas de olho dos sinais ópticos à entrada do receptor PIN com a respectiva correspondência à sua SSR podem ser visualizados na Figura 95, na Figura 96, na Figura 97 e na Figura 98.

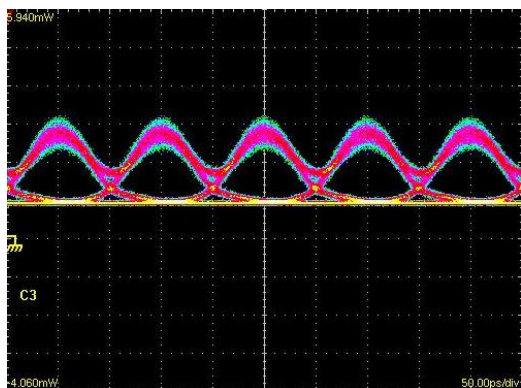


**Figura 95: Exemplo de um diagrama de olho do sinal óptico AMI-NRZ/RZ com SSR=0 dB.**

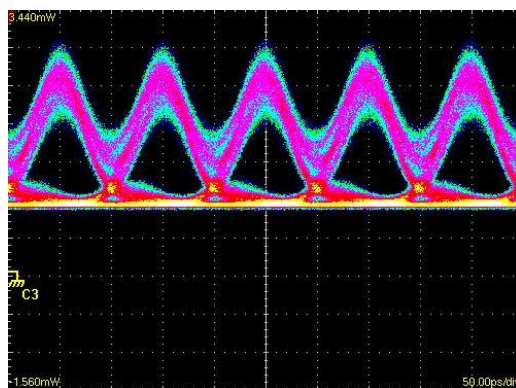


**Figura 96: Exemplo de um diagrama de olho do sinal óptico AMI-NRZ/RZ com SSR=5 dB.**





**Figura 97:** Exemplo de um diagrama de olho do sinal óptico AMI-NRZ/RZ com SSR=15 dB.



**Figura 98:** Exemplo de um diagrama de olho do sinal óptico AMI-NRZ/RZ com SSR=25 dB.

A distorção imposta pela supressão de uma das bandas laterais do sinal de informação através do processo de filtragem óptica é tanto mais evidente quanto maior a sua SSR. Esta situação torna-se, ainda, mais clara pelo facto do filtro óptico passivo responsável por essa operação estar longe de corresponder a um filtro óptico ideal<sup>54</sup>.

## 5.2. Conversor eléctrico de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ (40 Gbit/s)

Para a implementação do conversor de sinais NRZ para AMI-NRZ/RZ a 40 Gbit/s, foram disponibilizados pela Nokia Siemens Networks Portugal, S.A.<sup>®</sup> componentes da Inphi Corporation<sup>®</sup> e da SHF Communication Technologies AG<sup>®</sup>. A realização de um gerador eléctrico de sinais AMI-NRZ/RZ determina o uso de um modulador óptico com capacidade de os modular. Nesta secção, será abordada a modulação ODSB. No entanto, a transmissão de sinais OSSB pode ser realizada, se para tal, o sinal ODSB for sujeito a uma etapa de filtragem para suprimir uma das bandas laterais.

### 5.2.1. Caracterização do codificador diferencial

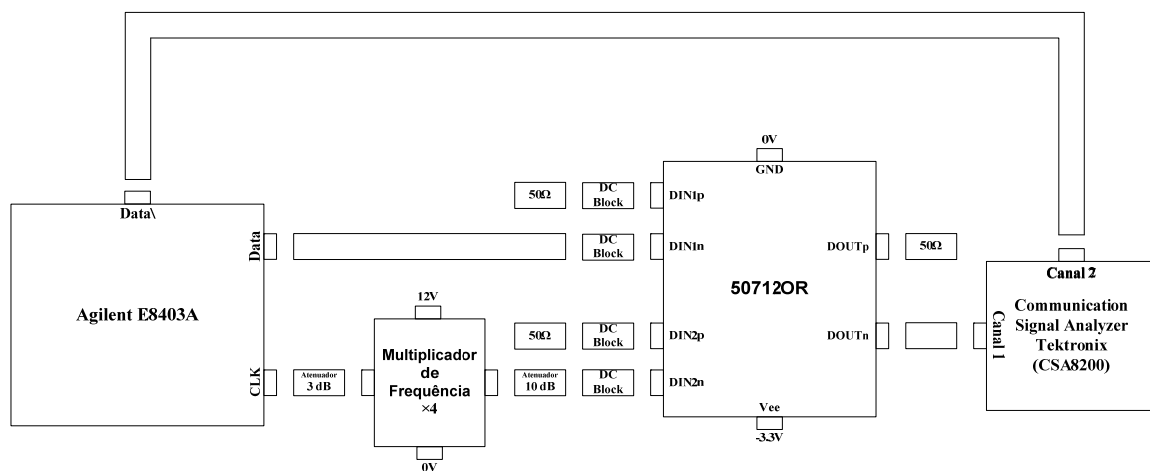
Para a realização do codificador diferencial capaz de actuar a 40 Gbit/s, recorreu-se a dois componentes lógicos da Inphi Corporation<sup>®</sup>:

- i. 50712OR, cuja funcionalidade proporciona o seu uso em taxas de transmissão até 50 Gbit/s para as operações lógicas OR/NOR/AND/NAND;

<sup>54</sup> Um filtro óptico com característica rectangular.

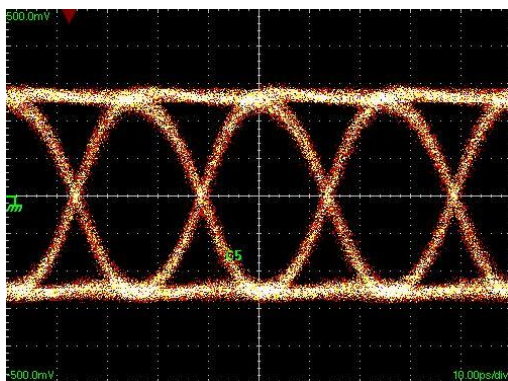
- ii. 50720TF, caracterizado por ser um Flip Flop T capaz de ser utilizado em taxas de transmissão até 50 Gbit/s.

O primeiro componente terá de criar um sinal binário tipo RZ que será introduzido na entrada de relógio do Flip Flop T. O 50712OR terá de ser configurado de forma a realizar a operação lógica AND entre o sinal Data (sinal binário tipo NRZ) e o sinal de relógio, provenientes do gerador de dados (Agilent E8403A) (ver a Figura 99).

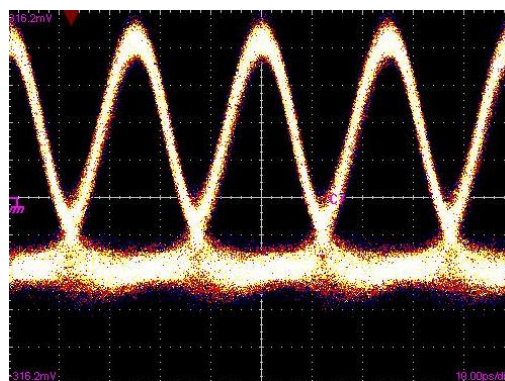


**Figura 99: Configuração do 50712OR para realizar a operação lógica AND, e respectiva obtenção de um sinal RZ com  $\delta \approx 50\%$ .**

Para a caracterização deste componente considerou-se uma sequência binária pseudo-aleatória de  $2^{31}-1$  bits gerada a 40 Gbit/s. A geração desta sequência é realizada recorrendo ao formato elementar NRZ, com o seu sinal a possuir a amplitude de  $\pm 250$  mV (ver a Figura 100). O sinal de relógio fornecido pelo Agilent E8403A é gerado a 10 Gbit/s e, por isso, recorreu-se a um multiplicador de frequência para conseguir obter um sinal de relógio com débito binário adequado à entrada do bloco lógico AND. O diagrama de olho do sinal resultante dessa operação lógica pode ser visualizado na Figura 101.



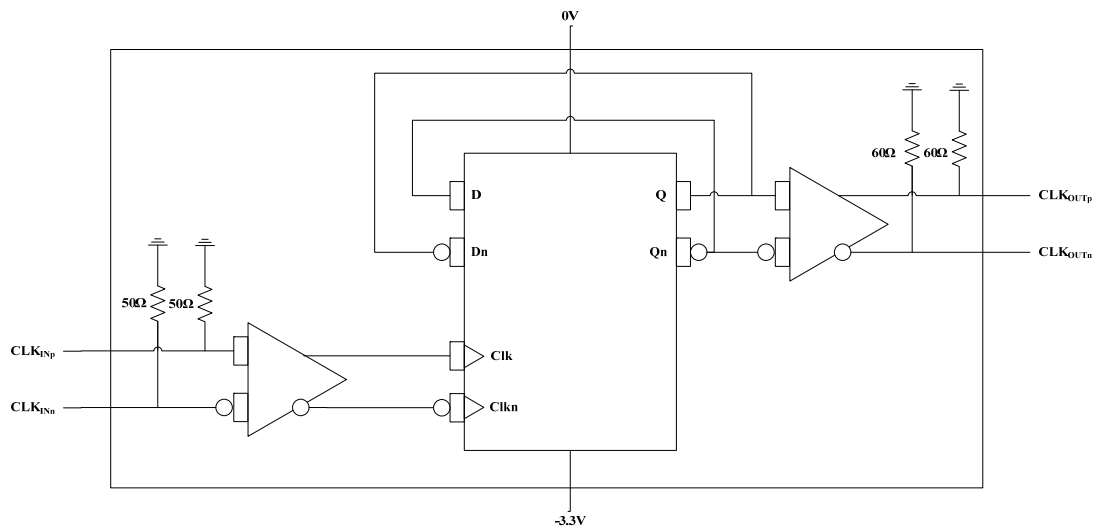
**Figura 100: Diagrama de olho do sinal Data\ (Canal 2).**



**Figura 101: Diagrama de olho do sinal RZ (Canal 1).**

O diagrama de olho do sinal RZ resultante da resposta do 50712OR revela bom desempenho em termos da sua abertura e da sua amplitude. Neste sentido, estão reunidas as condições necessárias para que a codificação diferencial seja realizada com sucesso através do 50720TF.

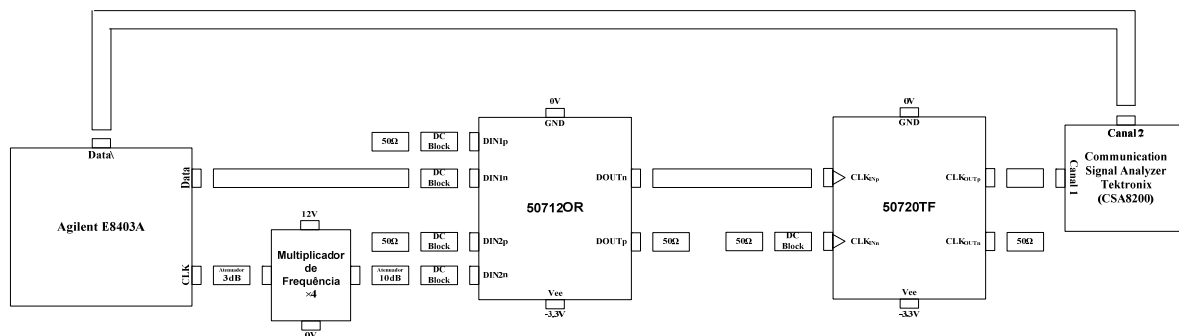
O 50720TF é um Flip Flop T desenhado para suportar frequências de relógio até 50 GHz, cuja realização é baseada num Flip Flop D (ver a Figura 102).



**Figura 102: Diagrama de blocos do 50720TF.**

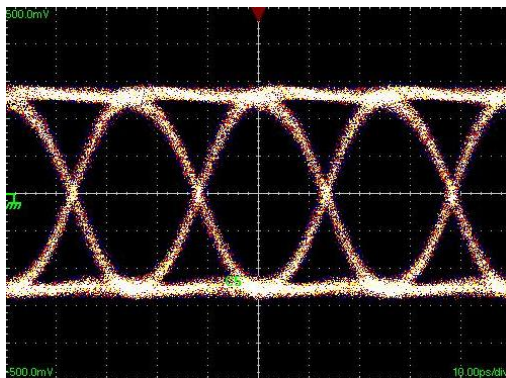
As entradas de relógio do dispositivo possuem acoplamento DC e estão terminadas com resistências de  $50\ \Omega$  à massa. No entanto, as suas saídas necessitam de ser terminadas em DC ou AC com resistências de  $50\ \Omega$  ligadas à massa.

De acordo com a nota de aplicação do 50720TF disponibilizada pela Inphi Corporation®, foi realizada uma montagem idêntica à que é mostrada na Figura 103, de forma a caracterizar a resposta temporal do codificador diferencial. Nesta situação, é fundamental a utilização de um 50712OR. Este componente é o elemento criador de um pseudo relógio no sinal NRZ proveniente do gerador de dados (Data), que será, posteriormente, inserido na entrada de relógio do 50720TF.

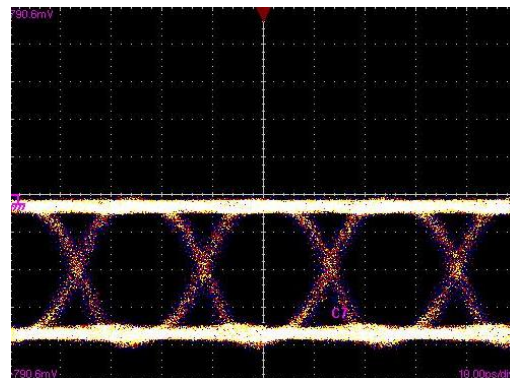


**Figura 103: Montagem usada para caracterizar temporalmente o codificador diferencial.**

Para um sinal de dados e um sinal de relógio, com características idênticas aos utilizados para caracterizar a estrutura apresentada na Figura 99, a resposta do codificador diferencial em termos de diagrama de olho pode ser descrita pela Figura 105.



**Figura 104: Diagrama de olho do sinal Data\ (Canal 2).**



**Figura 105: Diagrama de olho à saída do codificador diferencial apresentado na Figura 103 (Canal 1).**

A utilização de um codificador diferencial quando requerido não limita em demasia a qualidade do seu sinal de saída. O respectivo diagrama de olho apresenta níveis de saturação que são provenientes da resposta do próprio dispositivo e revela possuir um *offset* negativo.

### 5.2.2. Gerador de três níveis

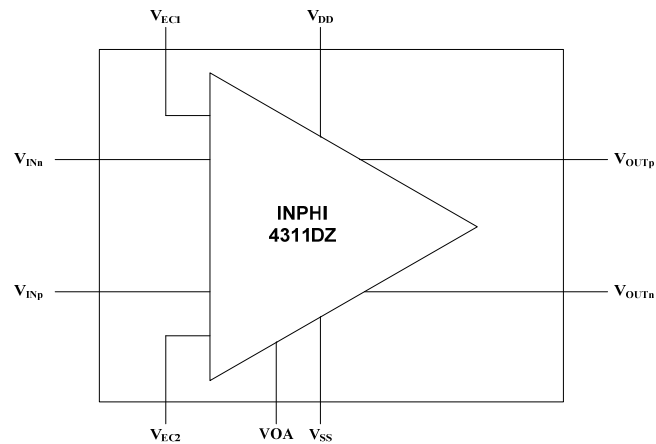
A concepção de um gerador de três níveis capaz de funcionar a 40 Gbit/s, deverá seguir determinados requisitos, pelos quais a característica da sua resposta tem que ser regida. O diagrama de olho do sinal à entrada do modulador óptico terá de estar balanceado e contendo apenas um nível para o símbolo zero. Esse sinal terá de possuir amplitude suficiente para o atacar convenientemente. Além disso, o gerador de três níveis terá de fornecer, também, o complementar do seu sinal de saída, porque o modulador óptico disponível para esta taxa de transmissão possui dois braços a ser controlados electricamente (ver a secção 4.1.3.).

Para a concepção desta estrutura foram utilizados, essencialmente: dois atrasos variáveis passivos, um divisor de potência e um Optical Modulator Driver (4311DZ) da Inphi Corporation<sup>®</sup>. No entanto, em estruturas alternativas foram adicionalmente utilizados dois LiNbO3 Modulator Driver (SHF 803 P) da SHF Communication Technologies AG<sup>®</sup>.

O 4311DZ é caracterizado por suportar taxas de transmissão até 43 Gbit/s. Este componente admite sinais para apenas uma das suas entradas activas com amplitude máxima de 1600 mV. No entanto, o 4311DZ tem elevadas perdas por retorno de entrada a partir de aproximadamente os 20 GHz<sup>55</sup> e, além disso, possui elevadas perdas por retorno de saída nos seguintes intervalos: 0-5 GHz, 19-32 GHz e 37-40 GHz [7]. Neste componente é possível controlar a amplitude do seu sinal de saída através da tensão de controlo VOA, e o ponto de cruzamento do diagrama de olho do sinal de saída, através das tensões de controlo  $V_{EC1}$  e  $V_{EC2}$  (ver a Figura 106).

---

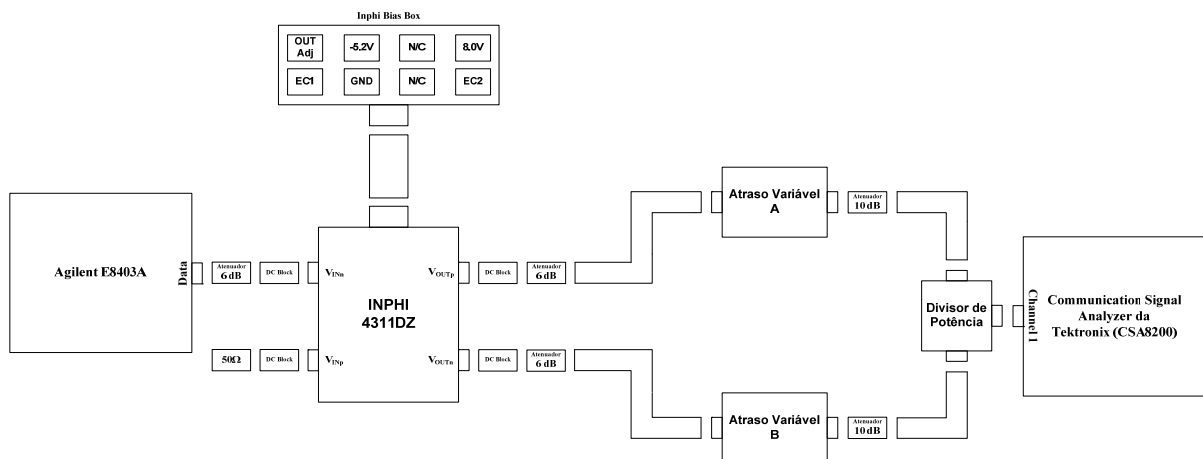
<sup>55</sup> É usual se considerar como limite inferior o valor de -10 dB de perdas por retorno, a partir do qual se considera que o circuito possui elevadas perdas por retorno.



**Figura 106: Diagrama de blocos do 4311DZ.**

Contudo, as tensões de controlo  $V_{EC1}$  e  $V_{EC2}$ , não foram conectadas a nenhuma tensão DC, pelo que a sua operação é tida por defeito, isto é, o diagrama de olho à saída do dispositivo tem o seu ponto de cruzamento a 50%. Além disso, o 4311DZ foi configurado para introduzir o maior ganho no seu sinal de saída desde não o degrade em demasia, e cuja adequada operação requer o uso externo de condensadores de bloqueio da componente DC nas suas entradas e nas suas saídas.

Numa primeira abordagem, foi montada uma estrutura semelhante à que tinha sido apresentada na Figura 84, mas agora recorrendo a componentes com capacidade de suportar taxas de transmissão a 40 Gbit/s (ver a Figura 107).

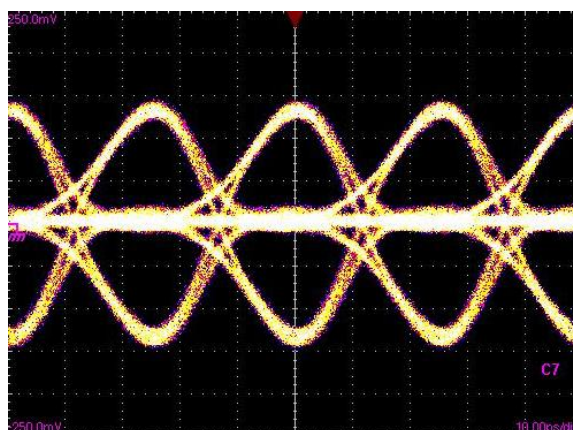


**Figura 107: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 1.**

O recurso a atenuadores de 6 dB, inseridos nos portos de entrada e de saída do 4311DZ (ver a Figura 107), tem como objectivo melhorar a sua resposta em termos de perdas por retorno. Neste sentido, o sinal de saída desse dispositivo não virá tão afectado por distorção de fase devida à adaptação do dispositivo. No entanto, a amplitude do sinal vem diminuída em um factor de 4 relativamente à inicialmente prevista.

O recurso a dois atrasos passivos, no qual, o sinal de saída é uma cópia do sinal de entrada com um determinado atraso, não acarreta qualquer tipo consequência a nível de degradação do sinal. O sinal proveniente de cada um desses atrasos é condicionado a um atenuador de 10 dB para diminuir o efeito da sobreposição de ondas transmitida e reflectida<sup>56</sup>.

O sinal de dados é uma sequência binária pseudo-aleatória de  $2^{31}-1$  bits gerada a 40 Gbit/s. A sua geração é efectuada recorrendo ao formato elementar NRZ, com o seu sinal a possuir uma amplitude de  $\pm 1$  V. O diagrama de olho do sinal à saída da estrutura apresentada na Figura 107 com um FWHM=64%, pode ser consultado na Figura 108.



**Figura 108: Diagrama de olho de um sinal com três níveis, resultado da montagem da Figura 107 (FWHM=64%).**

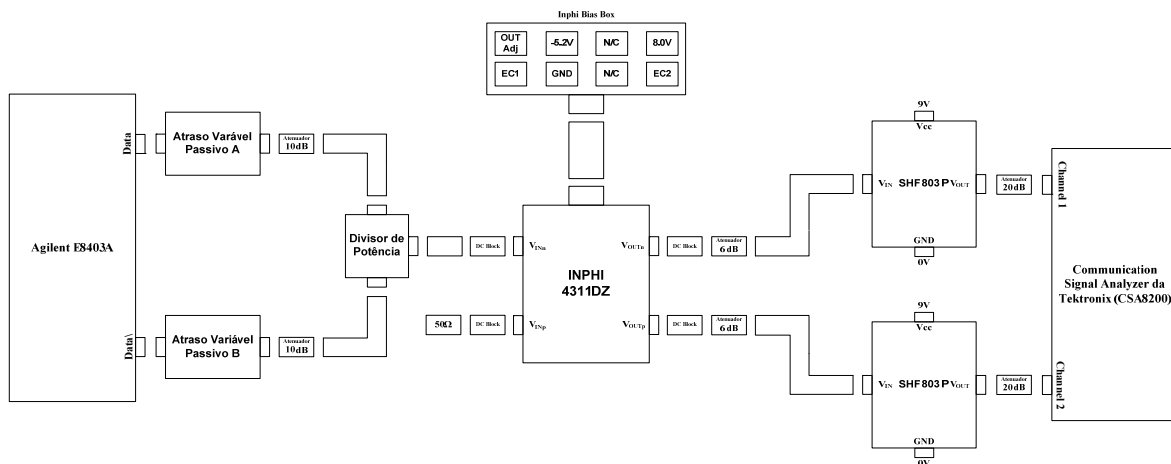
Este sinal denota boa abertura em termos de diagrama de olho. A geração de três níveis é verificada com alguma qualidade para este FWHM. De acordo com o que é visível, o sinal apresenta dois tipos de transição de acordo com a codificação a realizar. Se forem dois uns consecutivos a transição será mais abrupta do que uma transição de um para zero ou de zero para um. No entanto, a amplitude do sinal de saída é reduzida relativamente a aquela que seria

<sup>56</sup> Proveniente do divisor de potência.

necessário introduzir em cada braço do modulador óptico. Tentar-se-á resolver esta situação utilizando 4311DZ e/ou SHF 803 P, contudo foi verificado que a sua solução implicará a degradação do diagrama de olho do sinal, o que não é admissível para o tipo de transmissão que se pretende realizar (ver a Figura 110 e a Figura 111).

A montagem apresentada na Figura 107 pressupunha a utilização de um codificador diferencial, no qual o 4311DZ serviria de controlador do sinal de entrada do gerador de três níveis. A partir deste momento, será considerada a propriedade das sequências pseudo-aleatórias, no qual o bloco responsável pela codificação diferencial pode ser eliminado da estrutura geradora de sinais AMI-NRZ/RZ (ver secção 4.2.).

Assim, foi montada uma estrutura semelhante à que é anunciada na Figura 109 para a geração dos três níveis de codificação, em que o 4311DZ foi inserido de forma a amplificar o seu sinal de saída e, dar origem ao sinal eléctrico AMI-NRZ/RZ e ao seu complementar. Além disso, foi incluído na estrutura, um amplificador de elevada largura de banda (SHF 803 P) em cada um dos sinais de saída do 4311DZ.

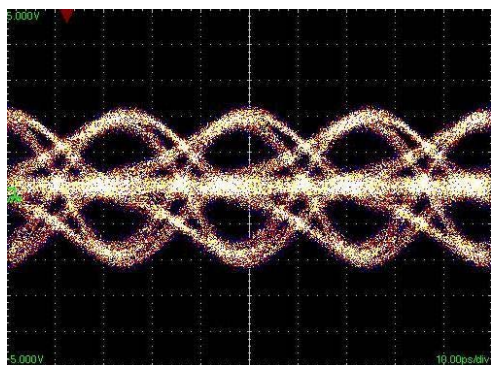


**Figura 109: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 2.**

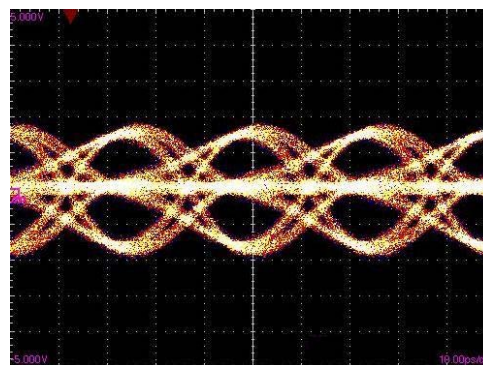
O SHF 803 P é um amplificador com um ganho de aproximadamente 17 dB, cuja potência de saturação é próxima dos 22 dBm. Este dispositivo possui uma largura de banda a 3 dB de cerca de 45 GHz, e uma largura de banda a 6 dB de cerca de 53 GHz [8]. A sua utilização tem por objectivo dotar os sinais a inserir em cada um dos braços do modulador óptico, de amplitude suficiente para que este seja atacado convenientemente.



Para um sinal com as mesmas características do utilizado para caracterizar temporalmente a montagem da Figura 107, procedeu-se a um estudo semelhante para a montagem da Figura 109 (ver a Figura 110 e a Figura 111).



**Figura 110:** Diagrama de olho do sinal de saída da estrutura montada na Figura 109 (canal 1).



**Figura 111:** Diagrama de olho do sinal complementar de saída da estrutura montada na Figura 109 (canal 2).

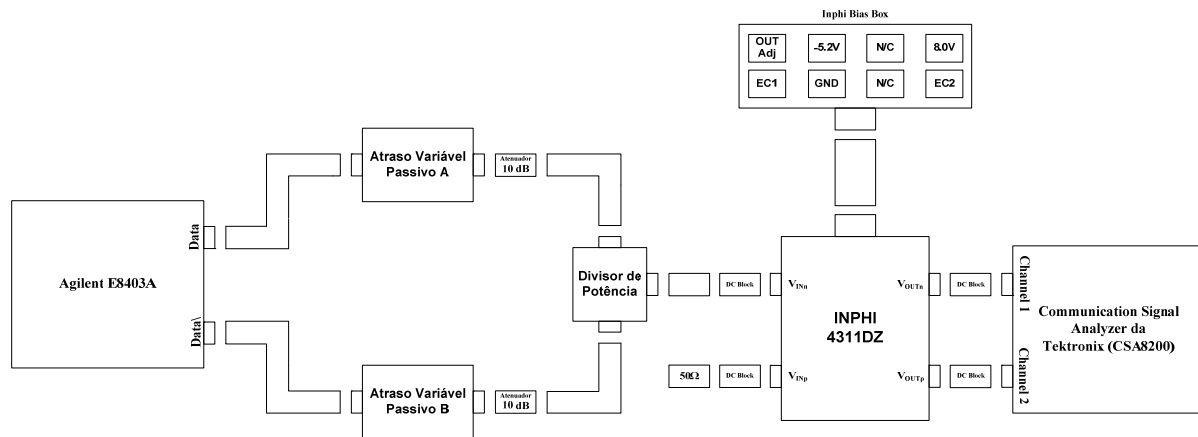
Os sinais de saída da estrutura mostrada na Figura 109 apresentam um diagrama de olho demasiado condicionado para ser transmitido. Além da reduzida abertura do diagrama de olho, estes sinais não possuem a mesma amplitude, pelo que a modulação óptica não será realizada convenientemente.

O sinal resultante da interferência entre o sinal de entrada e o seu complementar, desalinhados com um determinado desvio temporal, é posteriormente sujeito a uma operação de duplicação para obtenção de um sinal e do seu complementar. No entanto, a utilização de um 4311DZ para realizar essa operação deteriora bastante o seu sinal de entrada, visto que a limitada largura de banda deste componente<sup>57</sup> associada às elevadas perdas por retorno (entrada e saída) em frequências de interesse, limitam bastante a sua resposta.

A utilização SHF 803 P permite ampliar a tensão pico a pico de cada um dos sinais de saída do 4311DZ para amplitudes próximas de 4 V. Contudo, essa amplificação torna, também, mais evidentes as carências do próprio sinal<sup>58</sup>, pelo que será escolhida uma estrutura que dê primazia à qualidade do diagrama de olho (ver a Figura 112).

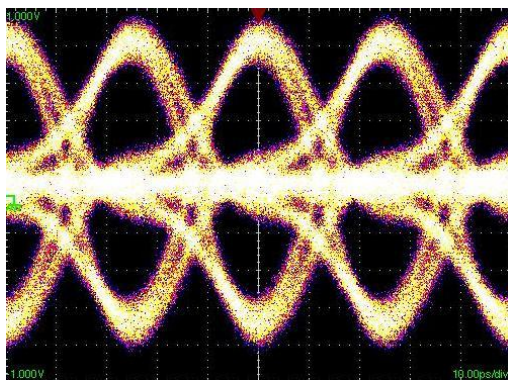
<sup>57</sup> Esta limitação será tanto mais evidente quanto menor for o *duty-cycle* do sinal AMI-NRZ/RZ considerado.

<sup>58</sup> Principalmente, a diferença de amplitudes dos sinais de saída. Nesta situação, o sinal obtido no canal 1 tem tensão pico a pico de 4.1V, enquanto que o sinal obtido no canal 2 tem tensão pico a pico de 3.7V (com os atenuadores de 20 dB a serem devidamente compensados na leitura dos sinais eléctricos).

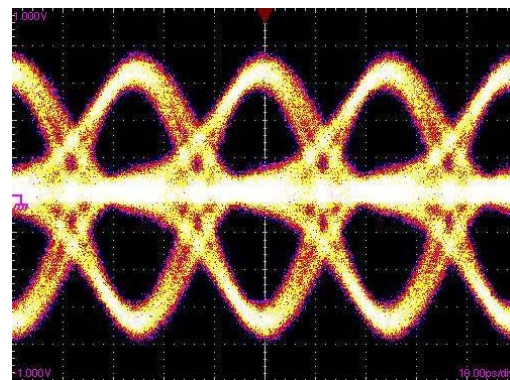


**Figura 112: Montagem usada para caracterizar temporalmente o gerador de três níveis – versão 3.**

Os sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ que irão atacar os braços do modulador óptico, cuja estrutura permitirá gerar sinais ODSB, podem ser observados na Figura 113 e na Figura 114.



**Figura 113: Diagrama de olho do sinal de saída ( $V_{pp} \approx 1.7$  e  $FWHM = 68\%$ ) da estrutura montada na Figura 112 (canal 1).**



**Figura 114: Diagrama de olho do sinal de saída ( $V_{pp} \approx 1.5$  e  $FWHM = 68\%$ ) da estrutura montada na Figura 112 (canal 2).**

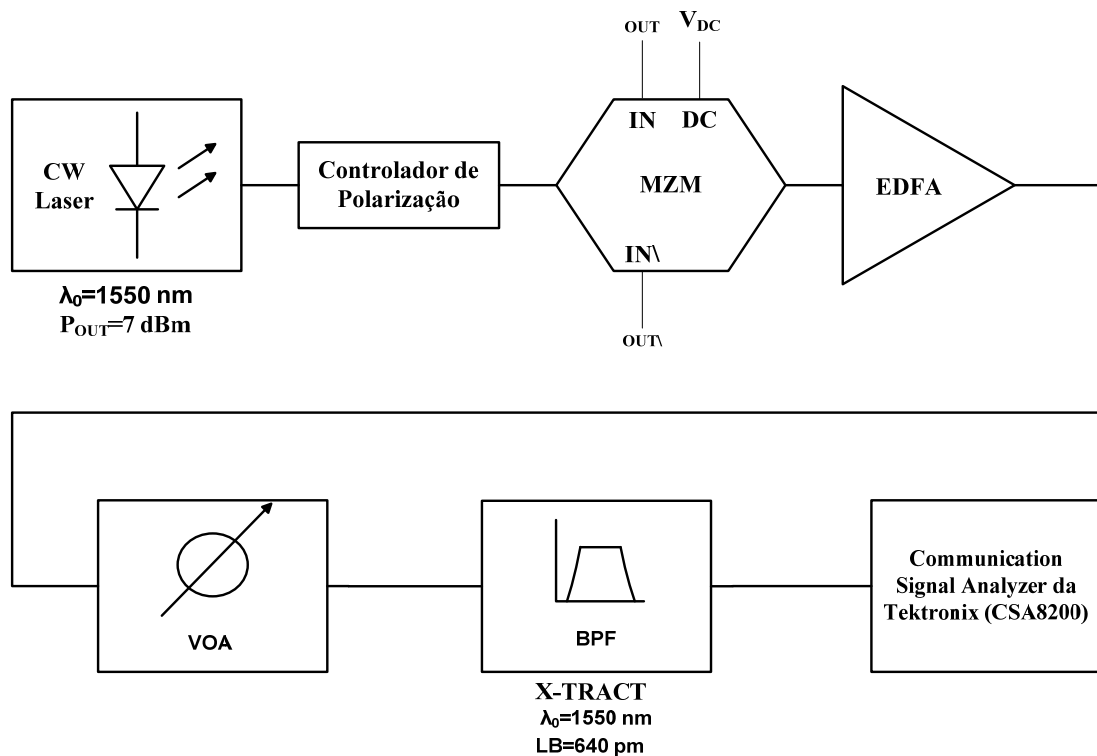
Apesar da insuficiente amplitude dos sinais à saída da montagem apresentada na Figura 112<sup>59</sup>, estes possuem a melhor característica de diagrama de olho tendo em consideração as limitações apresentadas pelo 4311DZ. Esta montagem será a utilizada para a geração de sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ, no sistema que será apresentado na Figura 115.

<sup>59</sup> E tendo em atenção a diferença de amplitude entre eles:  $\Delta V = 0.2V$ .

### 5.2.3. Gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ

Para a geração de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ DSB recorreu-se a um MZM da Sumitomo Osaka Cement CO., LTD<sup>®</sup>, onde a modulação é realizada em intensidade. Este modulador possui dois eléctrodos, no qual é colocado o sinal eléctrico AMI-NRZ/RZ e o seu complementar (OUT e OUT<sup>\</sup>, respectivamente). Além disso, para modular correctamente sinais AMI-NRZ/RZ é necessário introduzir uma determinada componente DC, para que o MZM fique polarizado no ponto mínimo de potência à sua saída (ver a Figura 44). Medições experimentais revelaram que é necessária uma tensão DC de cerca de 8.2V para que o MZM fique polarizado no seu ponto de mínimo (ver a Figura 86).

A montagem experimental efectuada para gerar sinais ópticos AMI-NRZ/RZ DSB é uma estrutura idêntica à apresentada na Figura 115.



**Figura 115: Montagem usada para gerar sinais ópticos AMI-NRZ/RZ DSB.**

A estrutura apresentada na Figura 115 é basicamente constituída por um laser que foi configurado para emitir a 1550 nm com uma potência de saída de 7 dBm, cujo sinal é inserido num controlador de polarização de forma a permitir a maior transferência de

potência para o MZM. Os braços do MZM são controlados por sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ, no qual a polarização no seu ponto de mínimo de operação permite modular correctamente estes sinais. O sinal óptico AMI-NRZ/RZ DSB, cujo espectro óptico pode ser visualizado na Figura 116, é um sinal de reduzida potência que é amplificado recorrendo a um EDFA, dando origem a um sinal óptico com elevada de potência, pelo que foi necessário atenuar o sinal devido ao excesso de potência óptica e, além disso, filtrar ruídos de alta-frequência. Para isso, é utilizado um atenuador variável em cascata com um filtro óptico com largura de banda de 640 pm.

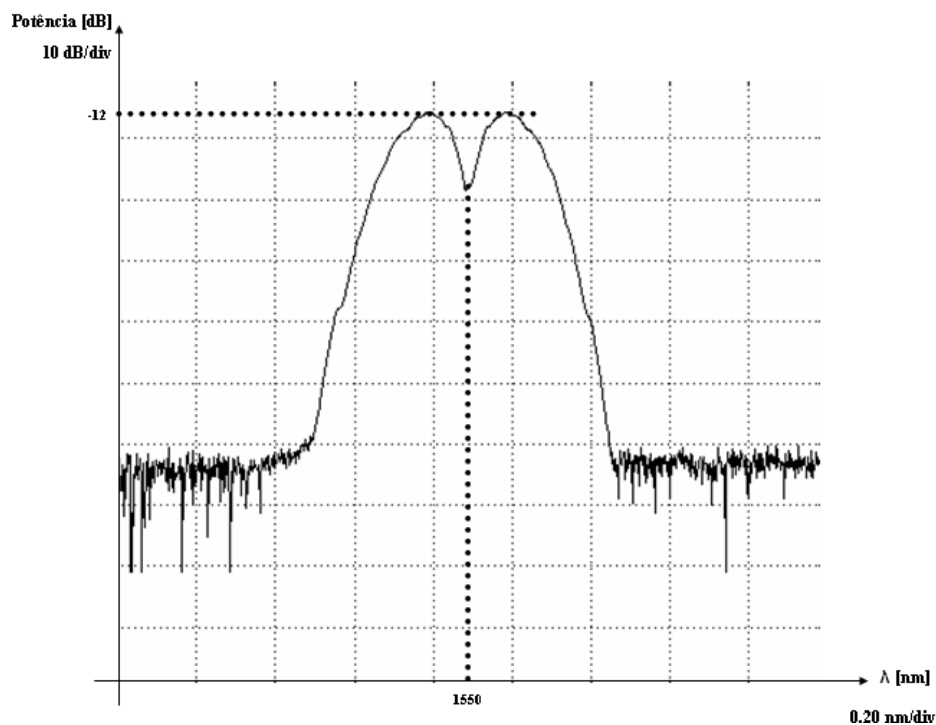


Figura 116: Espectro óptico de um sinal óptico AMI-NRZ/RZ DSB.

Para a análise comportamental do sistema criado relativo à geração de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ DSB, foram considerados quatro diferentes *duty-cycles* (ver a Figura 117, a Figura 118, a Figura 119 e a Figura 120).

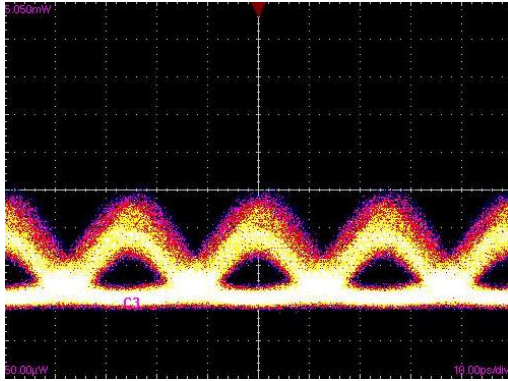


Figura 117: Diagrama de olho do sinal óptico de saída da estrutura montada na Figura 115 (sinal com  $\delta \approx 0.3$ ).

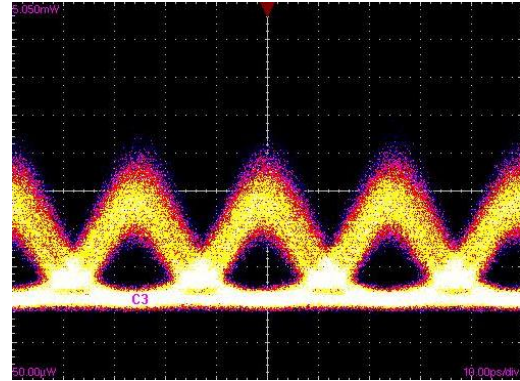


Figura 118: Diagrama de olho do sinal óptico de saída da estrutura montada na Figura 115 (sinal com  $\delta \approx 0.45$ ).

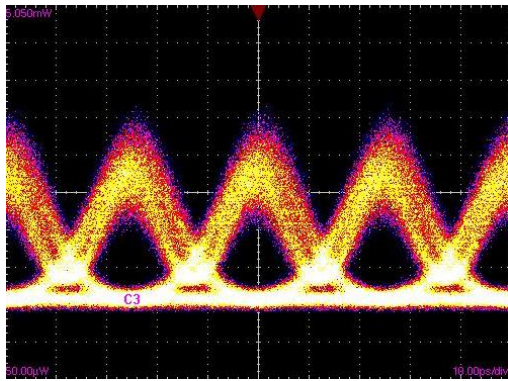


Figura 119: Diagrama de olho do sinal óptico de saída da estrutura montada na Figura 115 (sinal com  $\delta \approx 0.55$ ).

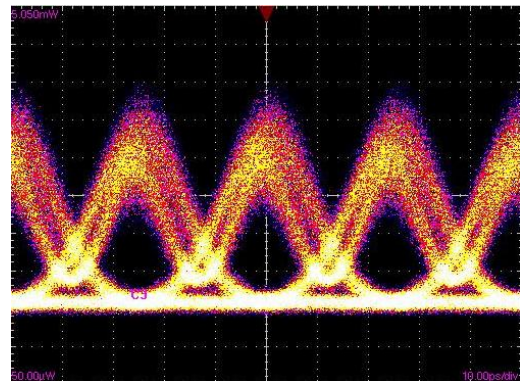


Figura 120: Diagrama de olho do sinal óptico de saída da estrutura montada na Figura 115 (sinal com  $\delta \approx 0.6$ ).

Os diagramas de olho dos sinais ópticos permitem caracterizar a resposta do sistema apresentado na Figura 115. Numa primeira perspectiva, o aumento do *duty-cycle* leva a uma maior abertura do diagrama de olho, associada à menor dependência sobre as limitações em frequência dos dispositivos. Isto implica que a atenuação do sinal seja menos proeminente, visto que o espectro desses sinais está mais aglutinado na banda passante dos dispositivos utilizados. No entanto, o seu aumento implica que a interferência intersimbólica cresça e, além disso, tal como é visível na Figura 120, leva ao aparecimento de *jitter*.

Para baixos *duty-cycles* a abertura do diagrama de olho é mais reduzida, consequência das limitações em frequência da montagem. Contudo, estas limitações melhoram a formatação do sinal, pelo que este se torna mais compacto.

### 5.3. Conclusões

A geração a nível eléctrico de sinais com codificação AMI-NRZ/RZ apresenta algumas limitações inerentes aos dispositivos utilizados para a sua concepção. A resposta em frequência de cada um dos dispositivos é o factor fundamental a considerar. Neste tipo de estruturas utilizadas para transmissão a elevados débitos binários (10 Gbit/s e 40 Gbit/s), serão necessários componentes que possuam largura de banda superior ao que é habitualmente referenciado, visto que o espectro de um sinal AMI-NRZ/RZ é tanto mais largo em frequência quanto menor for o seu *duty-cycle*. Além disso, e sabendo que um sistema óptico é tanto mais eficaz quanto mais concentrados forem os impulsos AMI (reduzidos *duty-cycles*), é fundamental uma largura de banda adequada para o seu sistema eléctrico.

A geração de sinais AMI-NRZ/RZ a nível eléctrico, tal como é sugerida pela montagem apresentada na Figura 84, permite encarar com optimismo a sua transmissão em sistemas a 10 Gbit/s. Esta estrutura permite gerar sinais de amplitude suficiente para atacar devidamente o MZM, sem que o seu diagrama de olho se degrade demasiado. Com esta configuração pretende-se realizar uma modulação ODSB dos sinais de informação, sendo posteriormente suprimida uma das suas bandas através de uma etapa de filtragem óptica (ver a Figura 83), originando sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB. No entanto, o filtro óptico disponível para realizar esta operação de filtragem carece de uma adequada característica, pelo que para a efectuar correctamente, o filtro deveria se aproximar de um filtro com forma rectangular.

As medições da BER versus OSNR realizadas para o sistema *back-to-back* apresentado na Figura 83, revelam que para uma dada BER, o aumento da SSR origina maior distorção de sinal implícita à operação de supressão de uma das suas bandas laterais, implicando maior OSNR. Apesar disto, as vantagens de transmitir sinais OSSB sobrepõem-se a estas implicações, pelo que elas determinam a sua utilização.

A montagem apresentada na Figura 112 revela carências ao nível da geração de sinais com tensão suficiente para atacar devidamente o modulador óptico, sem que isso os degrade em demasiado. O 4311DZ é o componente responsável por realizar tal tarefa. As suas

limitações situam-se ao nível da frequência de corte<sup>60</sup>, das perdas por retorno tanto na entrada como na saída<sup>61</sup> e dos seus diferentes ganhos para a frente<sup>62</sup>. Neste tipo de estrutura, um amplificador diferencial que não possua estas limitações e esteja preparado para sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ a 40 Gbit/s, é ainda de difícil disponibilidade física. Para este débito binário, as limitações eléctricas condicionam de forma muito elevada a qualidade dos sinais a transmitir, daí se pensar em produzir um gerador de sinais AMI-NRZ/RZ a nível óptico.

A montagem apresentada na Figura 115 garante a geração de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ DSB que, no entanto, está condicionado aos sinais eléctricos que controlam os moduladores de fase do MZM. O recurso a um MZM em configuração x-cut capaz de modular sinais a 40 Gbit/s poderia ser uma solução viável à realização do transmissor óptico, por só ser necessário apenas um sinal eléctrico AMI-NRZ/RZ. Nesta situação, a utilização de um 4311DZ seria evitada, sendo apenas necessário o recurso a um amplificador eléctrico capaz de gerar um sinal com tensão suficiente para atacar devidamente o MZM (o dobro da necessária para atacar um MZM com dois braços). Contudo, não foi possível encontrar um modulador possuindo tais características e, também, um dispositivo que consiga tal amplificação.

---

<sup>60</sup> Apesar de possuir frequência de corte próxima dos 43 GHz, a sua utilização para sinais com baixo *duty cycle*, torna-se um factor limitativo.

<sup>61</sup> A minimização do impacto deste parâmetro na degradação do sinal implica a introdução de atenuadores na entrada e na saída, e o seu efeito para a minimização da amplitude do sinal de saída.

<sup>62</sup> Esta limitação é intrínseca ao dispositivo, pelo que a sua eliminação é de difícil resolução. Seria necessário recorrer a mais dois amplificadores que controlassem a amplitude de cada um dos sinais a inserir no modulador óptico. Mas, como já foi visto esta solução não apresenta vantagens se o sinal por si só já se mostrar bastante degradado (ver a Figura 110 e a Figura 111).



**Referências:**

- [1] Francisco Afonso, and Nuno Farinha, “*Formatação de sinalização aplicada a emissores ópticos de alto débito para banda lateral única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.
- [2] Página de web, “*iTerra Communications*”: <http://www.iterrac.com>.
- [3] Datasheet referente ao componente iT4000, “*High-Speed NRZ-to-RZ Converter*”, <http://www.iterrac.com/pdfs/newline/HSDP/iT4000D.pdf>.
- [4] Datasheet referente ao componente iT4021, “*20 Gb/s (12.5Gb/s RZ) GaAs MMIC T-Type Flip-Flop*”, <http://www.iterrac.com/pdfs/newline/HSDP/iT4021D.pdf>.
- [5] Datasheet referente ao componente iT4031, “*100-ps Wideband Phase Delay*”, <http://www.iterrac.com/pdfs/newline/HSDP/iT4031F%20r1.5.pdf.pdf>.
- [6] Datasheet referente ao componente iT3010, “*10 GHz Medium-Gain Differential Amplifier*”, <http://www.iterrac.com/pdfs/newline/RFMP/iT3010E%20R14.pdf>.
- [7] Datasheet referente ao componente 4311DZ, “*43 Gbps Differential Mach-Zehnder Driver*”, <http://www.inphi-corp.com/>.



# Capítulo 6

## Conclusões Finais e Perspectivas de Trabalho Futuro

### 6.1. Conclusões Finais

Nesta tese, foram estudadas estratégias de especificação, desenvolvimento e optimização por simulação de um transmissor óptico em banda lateral única. O modelo utilizado para o transmissor OSSB pressupôs o recurso a uma aproximação do filtro de quadratura que implementa a transformada de Hilbert. Esta estrutura é optimizada, preferencialmente, para sinais cujo espectro apresente reduzidas componentes energéticas a baixas frequências, pelo que a sua utilização no código bipolar apresentou um elevado desempenho, desde que as suas limitações físicas não se tornem dominantes. Esta implementação apresenta a grande vantagem de ser integrável em tecnologia monolítica, ao contrário das implementações tradicionais do QF, tais como os acopladores híbridos. Para a sua concepção, foi desenhado e optimizado um circuito integrado em tecnologia monolítica de microondas (MMIC: *Monolithic Microwave Integrated Circuit*) que permite realizar a diferença entre dois sinais eléctricos. O amplificador diferencial foi projectado considerando a

configuração Cherry-Hooper modificada, cujo bom desempenho permitiu utilizá-lo em simulações para sinais AMI-RC transmitidos a 10 Gbit/s<sup>63</sup>.

A estrutura que implementa o transmissor OSSB foi otimizada por simulação e, posteriormente, incluída num sistema de teste utilizado para avaliar o seu desempenho na transmissão de sinais AMI-RC em banda lateral única. A expansão do espectro dos sinais AMI-RC para decrescentes larguras a meia altura implica que a largura banda dos componentes que integram a QFA seja superior ao valor da taxa de transmissão do sistema. Utilizando a ferramenta de simulação OSIP, foi verificado que o recurso à QFA para transmitir sinais AMI-RC em banda lateral única a 10 Gbit/s com uma largura a meia altura superior a 25%, não prejudica em demasia a qualidade do sinal detectado quando comparado com as convencionais implementações do QF, tais como os acopladores híbridos. Quando são ajustados os parâmetros da QFA e otimizados o índice de modulação e potência à saída dos amplificadores ópticos introduzidos à entrada de cada secção de fibra, conseguem-se distâncias superiores a 1500 km com uma  $BER < 10^{-9}$ , para sinais com uma largura a meia altura de 25% (AMI-RC/25%). Para sinais AMI-RC/25% transmitidos em banda lateral única a um débito binário de 40 Gbit/s, o amplificador diferencial deixa de reunir as condições necessárias para a não degradação do sinal, pelo que foi extrapolada a curva da sua função de transferência<sup>64</sup>, obtendo-se nesta situação distâncias superiores a 600 km com uma  $BER < 10^{-9}$ .

A geração de sinais AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ foi analisada segundo diferentes implementações. Numa primeira análise recorreu-se à estrutura proposta por Francisco Afonso e Nuno Farinha [1], que é uma solução robusta e universal, por ser independente do tipo de sequência que se utilize. No entanto, se a pretensão for apenas a transmissão de sequências pseudo-aleatórias, então a configuração proposta em [1] pode ser simplificada com a eliminação do codificador diferencial. Ao pressupor a utilização de sequências pseudo-aleatórias, esta estrutura simplificada tem a capacidade de realizar implicitamente a codificação diferencial, mas com a sequência resultante deslocada um

---

<sup>63</sup> Considerando a tecnologia D01PH, foi projectado um amplificador diferencial com reduzidas perdas e uma frequência de corte a 3 dB próxima dos 40 GHz.

<sup>64</sup> Considerando uma função transferência idêntica à do amplificador diferencial projectado, mas possuindo uma largura de banda a 3 dB igual a  $3.8 \times \text{BitRate}$ .

determinado número de bits em relação à sequência que seria esperado obter. Foi apresentada uma última estrutura, com o objectivo de gerar sinais AMI-NRZ/RZ a nível óptico, o que permite ultrapassar as limitações eléctricas e otimizar a transmissão deste tipo de sinais. Nesta situação, é pressuposto a modulação de sinais binários NRZ e a obtenção de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ SSB através de filtragem óptica.

A implementação do gerador de sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ a partir de sinais binários NRZ, tal como é proposto em [1], apresenta limitações a nível dos elementos físicos actuais utilizados para a sua concepção. A hipótese de realizar a operação de diferença entre dois sinais<sup>65</sup> através de um amplificador diferencial, implica que este possua idênticos ganhos para a frente, para que seja possível obter à sua saída um sinal com um diagrama de olho balanceado e com apenas três níveis. No entanto, os componentes disponibilizados para o efeito carecem de tal característica, pelo que foi necessário recorrer a outro processo para realizar essa operação. Como alternativa, utilizou-se divisores de potência passivos para realizar tal tarefa<sup>66</sup>. A característica dos sinais AMI-NRZ/RZ ao apresentarem um espectro tanto mais largo quanto menor for o seu *duty-cycle*, implica que os dispositivos eléctricos utilizados após a sua concepção possuam largura de banda bastante superior ao valor utilizado para a sua taxa de transmissão. Actualmente, é possível encontrar dispositivos comerciais que implementem o gerador de sinais eléctricos AMI-NRZ/RZ para a taxa de transmissão de 10 Gbit/s<sup>67</sup>. Para débitos binários superiores (40 Gbit/s), deixa de ser possível, actualmente, encontrar soluções eléctricas comerciais eficientes que possibilitem a sua implementação sem que a qualidade do sinal a transmitir não seja demasiado degradada. Neste sentido, a solução de gerar opticamente os sinais AMI-NRZ/RZ é vista como uma alternativa muito viável. Neste caso, a modulação seria realizada sobre um sinal eléctrico NRZ e a supressão de uma das bandas laterais seria efectuada através de um filtro óptico.

---

<sup>65</sup> Entre o sinal de informação e a sua réplica atrasada um determinado nível temporal.

<sup>66</sup> Esta alternativa, implica que sejam fornecidos no momento da operação, o sinal de informação e o seu complementar atrasado um determinado nível temporal.

<sup>67</sup> Comercialmente existem dispositivos que apresentam uma largura de banda à volta dos 40 GHz, o que é suficiente para não degradar em demasiado o sinal a transmitir. No entanto, o custo de tal implementação deixa de ser muito atractivo.

## 6.2. Perspectivas de Trabalho Futuro

No seguimento dos estudos efectuados nesta dissertação, os assuntos referenciados que são susceptíveis de serem desenvolvidos, são:

- ❖ O amplificador diferencial baseado na configuração Cherry-Hooper modificada carece de um estudo analítico exaustivo, para que seja encontrada uma função de transferência fechada simplificada. Isto é, uma função de transferência que permita ao leitor determinar com relativa facilidade a localização dos zeros e pólos do sistema e, além disso, associá-los com os parâmetros críticos do circuito integrado;
- ❖ A possibilidade de gerar opticamente sinais AMI-NRZ/RZ abre novas possibilidades para a transmissão em banda lateral única destes sinais a elevados débitos binários. Será um bom desafio, realizar um estudo através de simulação das capacidades desta nova abordagem;
- ❖ A implementação de um gerador de sinais ópticos AMI-NRZ/RZ é um dos principais pontos de interesse para trabalho futuro. Neste sentido, torna-se relevante obter a caracterização experimental desta configuração e integrá-la num sistema óptico previamente configurado, de forma a testar as capacidades desta nova abordagem.

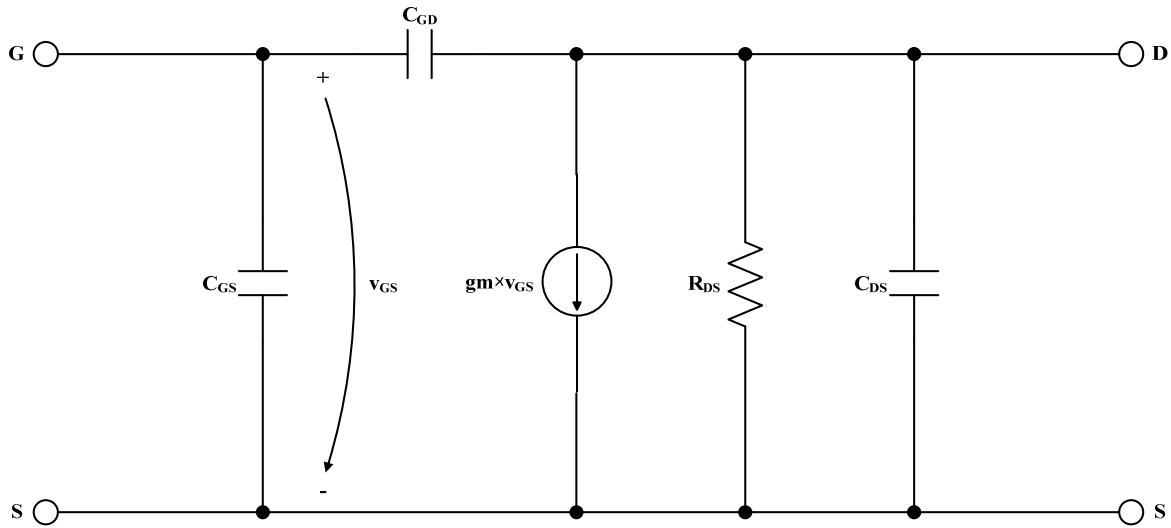
**Referências:**

- [1] F. Afonso, and N. Farinha, “*Formatação de sinalização aplicada a emissores ópticos de alto débito para banda lateral única*”, graduation final report, University of Aveiro, Aveiro, July 2006.



## Apêndice

Para a realização de um estudo analítico referente à configuração Cherry-Hooper modificada, foi considerado o modelo equivalente simplificado para pequeno sinal igual ao que é apresentado na Figura 121. Este modelo é uma aproximação do modelo completo utilizado pela tecnologia D01PH (PHEMT) para as simulações a pequeno sinal [1], que tenta manter o compromisso entre a pretendida aproximação e a simplicidade necessária, para que ele permita uma boa leitura dos resultados.



**Figura 121: Modelo equivalente aproximado de pequeno sinal.**

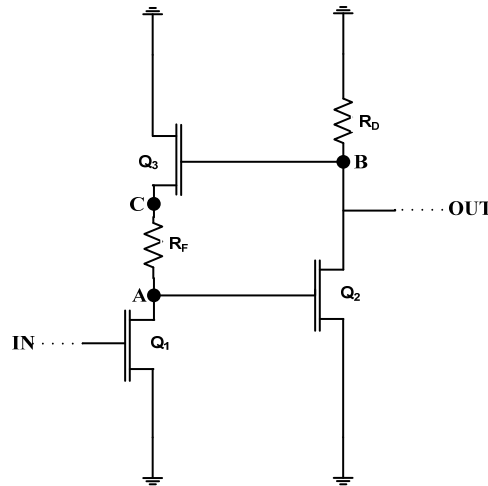
Os elementos integrantes deste modelo são a capacidade porta-fonte,  $C_{GS}$ , a transcondutância,  $g_m$ , a capacidade porta-dreno,  $C_{GD}$ , a capacidade dreno-fonte,  $C_{DS}$ , e a resistência dreno-fonte,  $R_{DS}$ . Estes elementos por sua vez são dependentes de alguns dos parâmetros que definem o FET, tais como: a largura total do canal ( $W$ )<sup>68</sup> e o número de dedos ( $N_d$ ). A relação existente entre os elementos constituintes do modelo e os parâmetros que o definem é dada por [1]:

<sup>68</sup> Unidade de cálculo – [mm].

$$\begin{aligned}
gm &= gm_0 \cdot W \\
R_{DS} &= R_{DS_0} / W \\
C_{GS} &= C_{GS_0} \cdot W + C_{GS_e} \cdot N_d \\
C_{GD} &= C_{GD_0} \cdot W + C_{GD_e} \cdot N_d \\
C_{DS} &= C_{DS_0} \cdot W + C_{DS_e} \cdot N_d
\end{aligned} \tag{A.1}$$

onde,  $gm_0$ ,  $C_{GS_0}$ ,  $C_{GD_0}$  e  $C_{DS_0}$ , representam a transcondutância por unidade de largura de canal do FET, a capacidade porta-fonte por unidade de largura de canal do FET, a capacidade porta-dreno por unidade de largura de canal do FET e a capacidade dreno-fonte por unidade de largura de canal do FET, respectivamente. Por sua vez,  $R_{DS_0}$ , representa a resistência dreno-fonte por largura de canal do FET e,  $C_{GS_e}$ ,  $C_{GD_e}$  e  $C_{DS_e}$ , representam as capacidades adicionais porta-fonte por cada dedo do FET, porta-dreno por cada dedo do FET e dreno-fonte por cada dedo do FET, respectivamente. Estes valores estão tabelados, sendo escolhidos de acordo com a polarização que se deseja efectuar no FET<sup>69</sup>.

Para a análise do circuito Cherry-Hopper modificado irão ser consideradas fontes de corrente ideais, as fontes que alimentam o andar diferencial que é apresentado na Figura 11. Desta forma, é possível realizar uma análise de pequeno sinal simplificada com apenas meia secção do circuito (ver a Figura 122) [2].



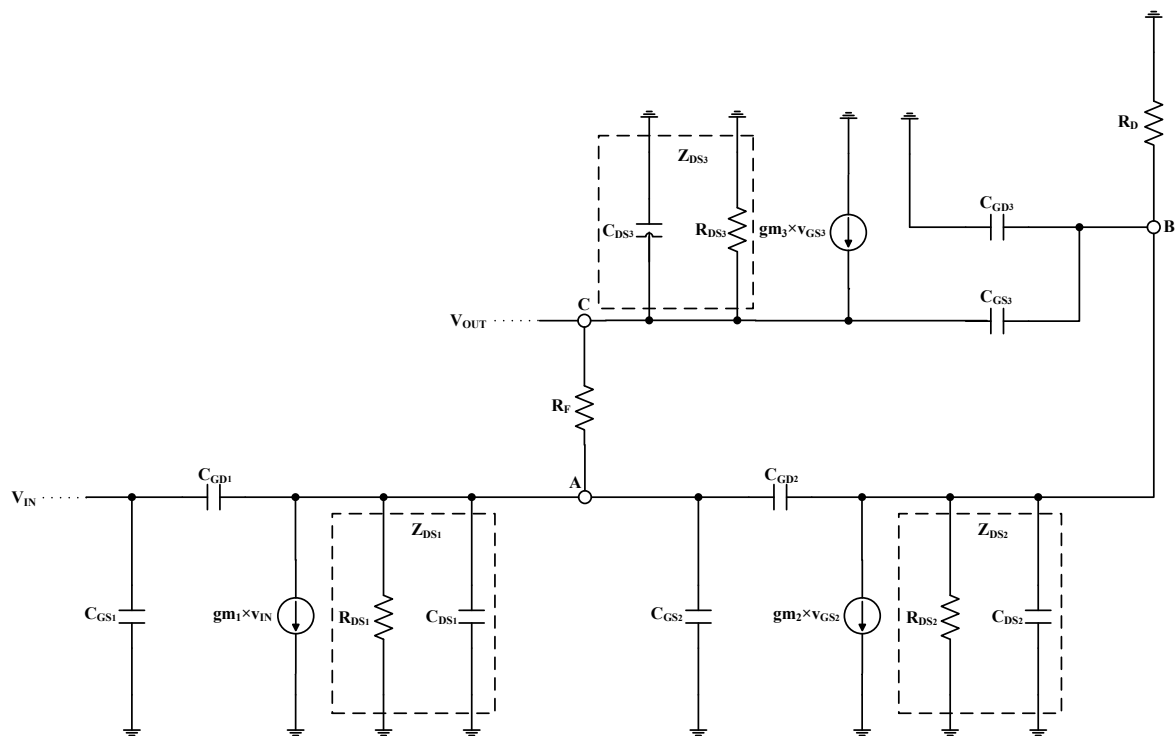
**Figura 122: Meia secção do andar diferencial baseado na MCHC.**

<sup>69</sup> Estes valores são fornecidos pelo fabricante.



Os três blocos que constituem a estrutura apresentada na Figura 122 estão interligados pelos nós A, B e C. Os andares que integram essa estrutura têm os seus FETs representados por  $Q_1$ ,  $Q_2$  e  $Q_3$ , para o TIS, TAS e SFS, respectivamente. A resistência  $R_D$  representa a resistência de dreno do TAS, enquanto que  $R_F$  representa a resistência de realimentação.

Aplicando o modelo equivalente aproximado para pequeno sinal na estrutura apresentada na Figura 122, chega-se a uma nova estrutura que dá possibilidade ao utilizador de analisá-la analiticamente (ver a Figura 123).



**Figura 123: Modelo equivalente simplificado para pequeno sinal do andar diferencial.**

Aplicando a teoria de circuitos na estrutura apresentada na Figura 123, pode-se caracterizá-la através de uma análise nodal e obter uma função transferência da estrutura ( $V_{OUT}/V_{IN}$ ), em que  $V_{IN}$  e  $V_{OUT}$  representam as tensões de entrada e de saída, respectivamente. Assim, as equações definidores dos nós A, B e C, podem ser dadas por:

$$\begin{cases} Z_1 \cdot V_A + s \cdot C_{GD_1} \cdot V_B + \frac{1}{R_F} \cdot V_{OUT} + (s \cdot C_{GD_1} - gm_1) \cdot V_{IN} = 0 & (A) \\ s \cdot C_{GD_2} \cdot V_A - Z_2 \cdot V_B + s \cdot C_{GS_3} \cdot V_{OUT} = 0 & (B) \\ \frac{1}{R_F} \cdot V_A + (gm_3 + s \cdot C_{GS_3}) \cdot V_B - Z_3 \cdot V_{OUT} = 0 & (C) \end{cases}$$

A.2

$$\begin{aligned} Z_1(s) &= s \cdot (C_{GD_1} + C_{DS_1} + C_{GS_2} + C_{GD_2}) + \frac{1}{R_{DS_1}} + \frac{1}{R_F} \\ Z_2(s) &= s \cdot (C_{GD_3} + C_{GS_3} + C_{GD_2} + C_{DS_2}) + \frac{1}{R_{DS_2}} + \frac{1}{R_D} \\ Z_3(s) &= s \cdot (C_{DS_3} + C_{GS_3}) + gm_3 + \frac{1}{R_F} \end{aligned}$$

onde,  $V_A$  e  $V_B$ , representam as tensões nos nós A e B, respectivamente.  $C_{GD_i}$ ,  $C_{GS_i}$ ,  $C_{DS_i}$ ,  $R_{DS_i}$  e  $gm_i$  representam a capacidade porta-dreno, a capacidade porta-fonte, a capacidade dreno-fonte, a resistência dreno-fonte e a transcondutância do FET  $Q_i$ , respectivamente.

Desenvolvendo as equações nodais consegue-se chegar a uma solução analítica fechada da função transferência referente ao modelo apresentado na Figura 3.

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}(s) = \frac{s \cdot C_{GS_1} + gm_1}{\left( \frac{s \cdot Z_1 \cdot C_{GS_3} - \frac{1}{R_F}}{s \cdot C_{GD_2}} \right) - Z_4 \cdot \left( \frac{Z_1 \cdot Z_2}{s \cdot C_{GD_2}} + s \cdot C_{GD_1} \right)}$$

A.3

$$\begin{aligned} Z_1(s) &= s \cdot (C_{GD_1} + C_{DS_1} + C_{GS_2} + C_{GD_2}) + \frac{1}{R_{DS_1}} + \frac{1}{R_F} \\ Z_2(s) &= s \cdot (C_{GD_3} + C_{GS_3} + C_{GD_2} + C_{DS_2}) + \frac{1}{R_{DS_2}} + \frac{1}{R_D} \\ Z_3(s) &= s \cdot (C_{DS_3} + C_{GS_3}) + gm_3 + \frac{1}{R_F} \\ Z_4(s) &= \frac{s \cdot C_{GS_3} \cdot (1 + Z_3 \cdot R_F)}{Z_2 + (gm_3 + s \cdot C_{GS_3}) \cdot s \cdot R_F \cdot C_{GS_3}} \end{aligned}$$

Esta função de transferência pode ser estudada usando métodos computacionais. No entanto, dada a facilidade do simulador ADS em oferecer ao utilizador uma análise pormenorizada da resposta em frequência do circuito diferencial através da caracterização de parâmetros S, optou-se por não se utilizar o método analítico descrito anteriormente.

**Referências:**

- [1] OMMIC: *GaAs IC Design Manuals*, “*D01PH Design Manual I*”, 2006.
- [2] Chris D. Holdenried, Michael W. Lynch, and James W. Haslett, “*Modified CMOS Cherry-Hooper Amplifiers With Source Follower Feedback in 0.35  $\mu\text{m}$  Technology*”, IEEE, pp. 553-556, 2003.

## Glossário de Acrónimos

<b>Acrónimo</b>	<b>Designação em Português</b>	<b>Designação em Inglês</b>
AM	Modulação em amplitude	Amplitude Modulation
AMI	Codificação bipolar	Alternate Mark Inversion
ASE	Emissão espontânea amplificada	Amplified Spontaneous Emission
BER	Taxas de erros	Bit Error Ratio
BERT	Medidor de taxas de erros	Bit Error Ratio Tester
CW	Emissão em contínuo	Continuous Wave
DA	Amplificador diferencial	Differential Amplifier
DSB	Dupla banda lateral	Double SideBand
EDC	Compensação eléctrica de dispersão	Electrical Dispersion Compensation
EDFA	Amplificador de fibra dopada com Érbio	Erbium Doped Fiber Amplifier
factor-Q	Factor de qualidade	Quality Factor
FET	Transístor de efeito de campo	Field Effect Transistor
FWHM	Largura a meia altura	Full-Width at Half-Maximum
GaAs	Arseneto de Gálio	Gallium Arsenide
HT	Transformada de Hilbert	Hilbert Transform
IB	Isolamento da entrada	Input Buffer
MCHC	Configuração Cherry-Hooper modificada	Modified Cherry-Hooper Configuration
MMIC	Circuito integrado em tecnologia monolítica de microondas	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MZI	Interferómetro de Mach-Zehnder	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Modulador Mach-Zehnder	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	Não retorno a zero	Non Return to Zero
ODSB	Dupla banda lateral óptica	Optical DoubleSide Band
OSA	Analisador de espectros óptico	Optical Spectrum Analyser
OSNR	Relação óptica de sinal-ruído	Optical Signal to Noise Ratio
OSSB	Banda lateral única óptica	Optical SingleSide Band

PHEMT	Pseudomorfo alta mobilidade de electrões do transistor	Pseudomorphic High-Electron-Mobility-Transistor
PRBS	Sequência binária pseudo-aleatória	PseudoRandom Binary Sequence
PSD	Densidade espectral de potência	Power Spectral Density
QF	Filtro de quadratura	Quadrature Filter
QFA	Aproximação do filtro de quadratura	Quadrature Filter Approximation
QFAC	Aproximação do filtro de quadratura compensada	CompensatedQuadrature Filter Approximation
RC	Co-seno elevado	Raised Cosine
RZ	Retorno a zero	Return to Zero
SMF	Fibra óptica monomodo	Single Mode Fiber
SF	Dreno comum	Source Follower
SFS	Andar baseado num dreno comum	Source Follower Stage
SSB	Banda lateral única	Single SideBand
SSMF	Fibra padrão de modo único	Standard Single Mode Fiber
SSR	Razão de supressão de banda lateral	Sideband Suppression Ratio
SOA	Amplificador óptico a semiconductor	Semiconductor Optical Amplifier
TAS	Andar de transcondutância	TransConductance Stage
TIS	Andar de transimpedância	TransImpedance Stage
VOA	Atenuador óptico variável	Variable Optical Amplifier
XOR	OR exclusivo	exclusive-OR
WDM	Multiplexagem no comprimento de onda	Wavelength Division Multiplexing